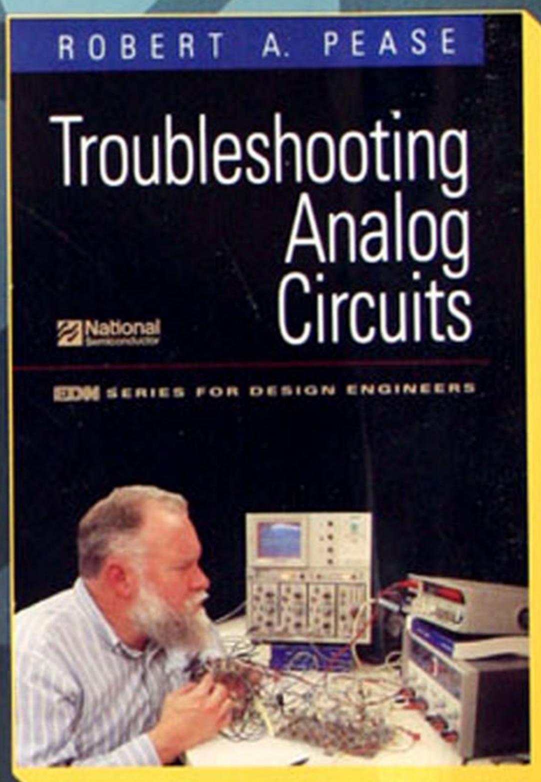
TURING 图灵电子与电气工程丛书

ELSEVIER

模拟电路故障诊断

Troubleshooting Analog Circuits

[美] Robert A. Pease 著
王希勤 等译
毛陆虹 陈力颖 审校

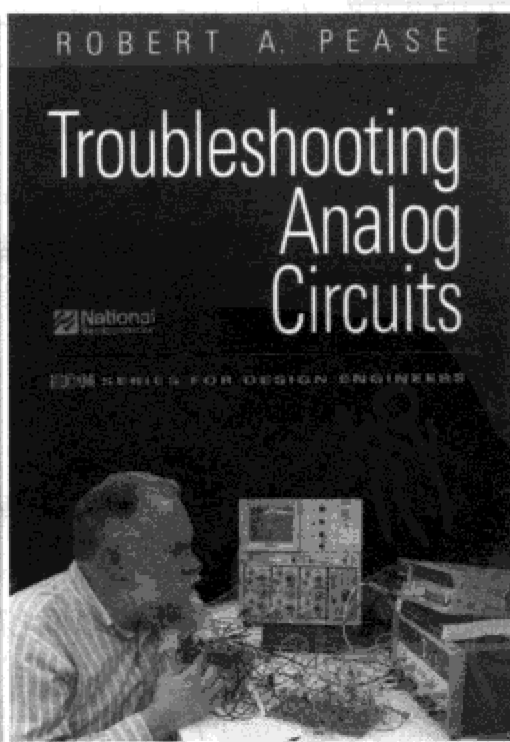


人民邮电出版社
POSTS & TELECOM PRESS

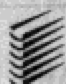
TURING 图灵电子与电气工程丛书

模拟电路故障诊断

Troubleshooting Analog Circuits



[美] Robert A. Pease 著
王希勤 等译
毛陆虹 陈力颖 审校



人民邮电出版社
POSTS & TELECOM PRESS

图书在版编目（CIP）数据

模拟电路故障诊断/（美）皮兹（Pease, R. A.）著；王希勤等译. —北京：人民邮电出版社，2007.8
（图灵电子与电气工程丛书）

ISBN 978-7-115-16244-1

I. 模… II. ①皮… ②王… III. 模拟电路－故障诊断 IV. TN710
中国版本图书馆CIP数据核字（2007）第071327号

内 容 简 介

本书是关于模拟电路检修的专著。作者Bob Pease是模拟电路设计界的传奇人物。在多年的实际工作中，他总结了一系列的技术与方法，大大提高了模拟电路诊断与检修的速度，把通常让人头疼的问题变得简单有趣。本书介绍了作者关于模拟电路的富于哲理的观点和认识，给出了常用的简易测试设备制作和使用方法，讲述了各种设备和元器件的特性和优缺点，并从真实电路出发引导读者逐步深入了解模拟电路检修的过程和方法。

本书内容精炼、信息量大，无论是初学者还是资深的模拟电路设计师和工程师，都可以从本书中获得重要的参考信息。

图灵电子与电气工程丛书
模拟电路故障诊断

◆ 著　　[美] Robert A. Pease
译　　王希勤　等
审　校　毛陆虹　陈力颖
责任编辑　舒　立

◆ 人民邮电出版社出版发行　　北京市崇文区夕照寺街 14 号
邮编　100061　　电子函件　315@ptpress.com.cn
网址　http://www.ptpress.com.cn
北京铭成印刷有限公司印刷
新华书店总店北京发行所经销

◆ 开本：700×1000　1/16
印张：15.75
字数：323 千字　　2007 年 8 月第 1 版
印数：1－5 000 册　　2007 年 8 月北京第 1 次印刷
著作权合同登记号　图字：01-2006-2277 号

ISBN 978-7-115-16244-1/TN

定价：39.00 元

读者服务热线：(010)88593802　印装质量热线：(010)67129223

版权声明

Troubleshooting Analog Circuits,1e by Robert A. Pease, ISBN 0-7506-9499-8

ISBN 978-0750694995

序

虽然我一般不敢接受别人的赞誉（即使这件事是我做的），但我对在*EDN*杂志开设Bob[1] Pease“模拟电路故障诊断”专栏的功劳可是很想当仁不让的。然而，事实是这一想法来自于*EDN*杂志主编、编辑主任、副总裁 Jon Titus，以及时任*EDN*杂志副主编、现任Maxim Integrated Products 公司应用工程部经理的Tarlton Fleming。

早在1988年初，Jon Titus和*EDN*杂志的那些技术编辑们集体讨论了向工业界一线的作者约稿的问题。Jon提出，因为*EDN*的读者一直希望杂志能提供如何提高工作技能的实际意见，而且还因为故障诊断是无所不在的，我们应该组织关于如何更有效地进行故障诊断的文章。

Tarlton负责编辑*EDN*最受欢迎的“设计思路（Design Ideas）”栏目，他定期与Bob一起工作，Bob负责审阅由*EDN*读者提交的模拟设计思路。Tarlton回忆Bob曾提到他和他在美国国家半导体公司的同事曾计划写一本关于电源设计的书。Tarlton认为Bob已经搜集了部分关于故障诊断的材料，我们需要知道美国国家半导体公司是否同意*EDN*出版该书的一部分。Tarlton希望就此展开讨论。

紧接着，一件相当大的包裹寄到了*EDN*办公室，里面的文稿最终变成了Bob系列专栏文章最初的3个部分。那时，Tarlton已经离开东海岸去硅谷另谋高就了，所以审阅Bob稿件的任务就交给了我。我快速地浏览了精华部分，并对其产生了极大的兴趣。

我与Bob是同时代的人，实际上，我年长几岁。尽管我们当时彼此之间并不认识，但是当Bob在麻省理工学院（MIT）读大学时，我正在MIT的电气工程专业（EE）读研究生。我最早认识他时，他正在George A. Philbrick Researches（现在成了Teledyne Components公司的一个部门）工作。在20世纪60年代和70年代初的那些日子里，Bob就已经是一位多产的作者了。他与Philbrick的客户、阅读该公司内部刊物*The Lightning Empiricist*的其他模拟工程师和行业杂志（如*EDN*）的读者，分享他的思想以及对技术的理解。

那些早期的著作铸就了Bob技术专家的形象，同时它们也产生了第二效应：培养了Bob的幽默感并点燃了他用双关语表述的激情。多年以前，当我第一次读到Bob所写的文稿时，我就感觉自己在哪里见过他并且应该非常欣赏他。当我开始阅

1. Bob为作者名字的昵称。——编者注

读他刚提交给*EDN*的稿件时，感觉像是在很长时间以后再次碰到多年未见的老朋友。

Bob的稿件不同于以往普通的*EDN*文章。当然，它是技术性的，但比我们出版的大部分文章更简明易懂。Bob的稿件中公式很少，并且没有复杂的电路图。读者会喜欢吗？我猜他们会，因为其中充满了言简意赅而鲜明的意见。

Bob的写作风格也与众不同。以往，杂志严格的要求使文章具有一致的模式；Bob的文章虽然有极深的技术性内容，但几乎总是异乎寻常地清晰而且易读。目前，我们更加放松了。我们依然为了稿件的清晰而进行大量的编辑工作，但是会尽力保留作者的风格和个性。我认为部分原因是编辑的态度发生了变化，而这是由于Bob的成功。

Bob的风格不仅显示出他的幽默感，而且展示出他特殊的、有时候是充满奇想的天性。不管怎样，他的完美主义及高超造诣是一目了然的。我认为如果非要Bob按照更加传统的模式进行写作，将使文稿失去最有价值的部分。Bob成功的主要原因是他认识和处理问题的方式。没有比通过他的写作风格向读者展示其个性更好的方式了。

*EDN*的“规则”之一就是我们不用反问；读者可以用意想不到的方式来回答，这些方式可能会破坏作者试图要阐述的观点。编辑们开玩笑说我们要对反问进行“配给”。按照规则，每一期刊物，我们的总编辑Joan Morrow Lynch只准许一位编辑提出反问。她的决策依据是先到先得，而且可以拒绝最近文章中提出太多问题的人。在最终阅读了“模拟电路故障诊断”第一部分之后，我发现该文章可能会用完*EDN*全年的反问配额。我问到：“但是，为什么不冒一次险呢？”Bob开始通过提问来解决问题。

就我所知，这一系列的独特之处在于，它是从设计工程师的观点来处理讨论故障诊断问题的。*EDN*的读者是设计师，而Bob就是一位颇具造诣的设计师。而且，他不仅不认为故障诊断工作有失自己的身份，反而觉得这是自己工作的一部分。的确，他沉醉于此，他的文章有效地表达了他驱除破坏电子电路魔鬼的激情。

Bob的工作没有白费。读者的反应给予了大量的肯定。在*EDN*杂志的历史上（近35年以来）已发表过的文章从未激发出如此的热情。我们收到了大量的读者反馈，他们声称Bob的文章是不可思议的，是*EDN*曾经出版的最好的文章。事实上，*EDN*的读者将Bob的12篇文章都选为最佳文章。系列文章刊出后，我们就开始收到读者反馈询问这些文章是否会出版单行本。开始时，对出书的要求只是涓涓细流，但很快变成了洪流。现在，本书终于成为现实。

我并非是*EDN*中编辑Bob文章的唯一成员，甚至不是做了大部分编辑工作的人。除了我自己，技术编辑是高级编辑Charles H. Small和*EDN*东海岸地区编辑Anne Watson Swager。该系列每篇文章的非技术编辑工作是由助理编辑Julie Anne

Schofield完成的。*EDN*的美工部由Ken Racicot负责，他负责插图工作。此外，许多图片是由Bob在美国国家半导体公司的同事拍摄的。尽管这名单很长，但为本书做过贡献的人员的名单并不全。一本杂志是许多人共同工作的结晶，而且任何名单都必然会遗漏某些人。

显而易见为本书工作是非常愉快的！当Roy Forsberg（他目前是另一个杂志*Test and Measurement World*的出版人）首次为*EDN*的这份工作面试我时，讲到技术编辑的工作在电子领域中是最好的工作。那时，我由于个人原因没有考虑Roy的建议。但是，从事Bob系列文章的编辑工作消除了我的疑虑。这是一段非常棒的经历！我希望这一系列文章以及本书可以提供更多的内容；我也希望读者能感受到从事这一项目的所有人的欣喜之情，而这与Bob有关故障诊断的技巧一样重要。

Dan Strassberg

副主编

*EDN*杂志



致　谢

我很愿意将这本书献给我的老朋友Bruce Seddon。30年前，他帮助我，使我重视最差条件设计的细节。而这从未在学校里讲授过，所以你必须通过一位博学的前辈来学习。Bruce从未因太忙而不施以援手，而我却一直没有找到机会对他表示诚挚的谢意。对一个忘恩负义的懒人而言，30年是一段很长的时间，但现在是说声感谢的时候了，“谢谢你，Bruce。”

我还想对其他40位朋友表达谢意，他们帮助我审阅了文章的草稿，纠正了我的错误，并提供了建议。还要特别感谢Jim Moyer、Tim Regan、Dennis Monticelli、Larry Johnson以及*EDN*的Dan Strassberg，他们提供了超出我经验范围的极为重要的技术建议。我还要感谢Sun Circuit公司（加利福尼亚州圣克拉拉市）的Cindy Lewis，她协助我准备了第5章的PCB材料的表格。同样要感谢Mineo Yamatake的一流热电偶放大器设计，以及Steve Allen、Peggi Willis、Al Neves和Fran Hoffart的照片，还有负责仪器设备的Erroll Dietz和作为负责人的Carlos Huerta。也要感谢Hendrick Santo以及在San Jose的Natasha's Attic的人们，感谢他们帮助设计制作了Czar的制服。还要对*EDN*的每一位编辑表示感谢，他们为了我的稿子而辛勤工作，他们是：Julie Anne Schofield、Anne Watson Swager、Charles H. Small和Dan Strassberg。此外，还有圣迭戈市的HighText出版公司的Carol S. Lewis。他们每个人都辛勤工作，并认真对待我们所辩论、争论、修饰和精炼的每个单词和短语。

我还要对Joyce Gilbert表示诚挚的谢意，她是我们这个团队的秘书，她录入了超乎预料的文稿文字。当我告诉她大约只有50或60页需要录入的时候，她相信了我……可我又如何能够知道本书最终增加到了280页？尽管本书中的每个单词都是Joyce录入的，但我自己此前也录入了一遍，这是因为只有在老式的文字处理机上录入时，我才能文思如泉涌。我在老式的Coleco ADAM上录入了早期的初稿，采用了并不兼容的磁盘存储器。因此，Joyce不得不再次录入了我已经录入的全部内容，并将ASCII文件发送给*EDN*，后来在1988年8月和11月返回。我从*EDN*获得返回的文件，并花费了数十个小时对文本进行了重新录入、修饰、精炼和扩充。我还要对Wanda Garrett表示感谢，她对我提出的如何使用文字处理机进行录入的愚

蠢问题表现出极大的耐心。如果我的某位读者要写本书的话，那么要考虑好你所要做的事以及如何来做。记住，本书最初源自Al Kelsch有关开关稳压器的书中的一章！如果我能够事先想到这会是一个巨大的工程，我就不会用如此愚蠢、低效率的方式开始。当然，我也可能就根本不会着手做了……

至于技术性的和故障诊断的思想，在阅读完我全部的技巧之后，可以提出你的建议，那将是非常好的。

Bob Pease，资深科学家
美国国家半导体公司
M/S C2500A，P.O. Box 58090, Santa Clara, CA 95052-8090

目　录



第 1 章　开宗明义：故障诊断的原则

本章中我将指出：能否有效地进行故障诊断，关键在于你考虑问题的方式。下一章将谈谈应该购买和构建什么样的设备来进行故障诊断。其他章节将会涉及有源和无源器件的一些更为敏感和难以捉摸的特性，以及实现这些器件互连的PCB和电缆。

1.1　正确的哲学使故障诊断更有效

如果你认为学校里最无聊的课程是哲学，并且认为本书也同样艰涩无味，那就大错特错了。本书将要探讨的是现实世界中各种各样存在故障的例子和如何从中获取经验。我们将探讨这个现实世界给我们设置的各种疑难故障。我们将重点讨论的是 “故障” 本身，并研究如何解决。

在美国国家半导体公司（National Semiconductor），我们几年前就曾决定要写一本关于开关电源的书。应用和设计组内几乎所有的工程师都自告奋勇地承担其中一个章节的写作任务，我则自愿写有关故障诊断的章节。现在那本书的状况不好说了，但是，故障诊断这一章已经变得越来越重要，并且读者将会首先受益，因为一章已经扩展成了这整整一本书。尽管我或许不是这个世界上最好的模拟电路故障诊断师，但也还算不错，而且我是那个恰好又愿意坐下并写下这些经历的人。

不仅如此，你所需要用来对开关电源进行故障诊断的技术，可以用于许多其他的模拟电路，并且甚至可以用于某些基本的数字硬件。因此不只是设计开关时这本书是有用的；只要是设计或建立各种模拟电路，你就需要这本书。

也许有些精通数字电路、计算机、微处理器和软件的工程师，有一天愿意写一本关于那类电路检修的书，我将乐见其成。人人必有所不知，而我恰好不熟悉那些东西。因此我这本书是不会讨论那些电路的！

1.2　要是每件事情总是对的

为什么我们对故障诊断感兴趣呢？因为即使是最优秀的工程师也会面临这样一些项目，其要求非常具有挑战性，电路不能按预期工作，至少不是第一次上电时就正常工作。我本人没有关于开关电源的数据，但是我从一个产业研究报告中

了解到，在生产磁盘驱动器的时候，当第一次在典型范围20%~70%之间上电时，有小部分不能工作。当然，这个数据可能偶尔低至1%，或上升到100%。但平均来看，产品工程师和技术人员必须准备修复这些复杂单元的20%、40%或者60%。开关电源可能是很复杂的。如果你生产出100批产品，那么你不应该对其中部分批次有12个元件需要故障处理，而其他批次达到46个元件表示惊讶。如你所知，当一个新产品的故障还没有出现的时候，故障诊断就很难展开。如果设计是老的，只是所用的部件和过去一直能够买到的不太一样，故障诊断和处理更难以实现。如果解释这个产品该如何工作的那些说明文档没有了，而且设计者也已经离开了，则故障诊断还要更加困难。如果真的有那么一次一上电就正常工作而不需要故障诊断，那恐怕也只能是暂时的奇迹。你也许会想，如果能够不需要故障诊断，那该多好啊。

那好，如果决定不需要故障诊断又会怎么样？也许第一批产品只有三四个有问题，因此你断定无需担心。接着第二批有12%的故障率，而且大部分都和第一批的故障现象相同。随后三批分别有23%、49%和76%的故障率。当终于有时间亡羊补牢的时候，就会发现如果当初早几个月开始，小故障就不会变成大故障，事情解决起来要相对容易得多。如果想甩掉故障诊断这个繁琐环节的话，墨菲定律（Murphy's law）就会起作用——只要会错就真的会错！……我们都见过这种情况。

如果有一堆不得不进行故障诊断的模拟电路，那为什么不到书里去查查故障诊断的步骤呢？这个问题提得很好，答案却也非常简单：到目前为止，关于这些电路的故障诊断问题几乎找不到只言片语。我所看到的此前最好的是Jiri Dostal[1]所写的一本书中的几页。他给出了检查一个相对简易的小电路（一个电压参考/稳压器）的基本步骤。就Dostal的书而言，他写得很好。但是，他只提供了几页关于故障诊断的建议，除此之外还有很多东西需要解释说明。[1]

另外一本有几页写得不错的关于故障诊断方法的书是John I. Smith写的[2]。Smith分析了当你发现电路不“正常”工作时，期望当初设计无误的几种不良心态，可惜该书已经绝版。美国模拟器件公司（Analog Device Corp.）出版的*Data Converter Handbook*[3]一书里有几页关于在对数据转换器和模拟电路进行故障诊断时需要检查哪些东西的好主意和建议。

可是，除此之外找不到通用的知识。当我开始着手写这些关于故障诊断的东西时，意识到这个领域有一个巨大的空白。所以，我就把它填上了，这就是现在

1. 我必须要说，我最近重读了Dostal先生的书，它仍然算得上是关于运算放大器的最好的专业书。它更完整，更偏重技术，但是没有Tom Frederiksen的*Intuitive IC Op Amps*一书直观。当然，对113美元而言，应该是很值的。这本书有点旧而且也过时了，我希望他计划修订并尽快再版。

这本书。

你很可能要使用通用的测试设备。你有能力买什么样的设备用于故障诊断呢？下一章会相当详细地谈及这个话题。现在，我想如果你有价值数百万美元的电路要进行故障诊断，那就应该考虑买一台10万美元的测试仪。当然，在这个价位上只买得到一台低端的机器。而且，买了这台机器之后，在它能够帮上忙之前，你还得在配件和软件上花费大量的时间。当然，你也可以买一台90美元的测试仪帮助定位PCB上的短路点；但是，在90美元和10万美元之间，并没有那么多可用的专用故障诊断设备。如果需要一台示波器，那你得买一个通用的示波器；如果需要一台数字电压表（digital voltmeter，DVM），那也只会是一个通用的数字电压表。目前，确实有些示波器和数字电压表比其他的示波器和数字电压表更适用于故障诊断（我会在下一章讨论其差别），但是，在很大程度上，你得依靠自己的智慧。

2

自己的智慧，当然是现成的，但是之后呢？我最喜欢引用Jiri Dostal书中的一句话，故障诊断更像击剑而不像摔跤。如果你的故障诊断仿佛是在泥淖中和一个难缠的对手（或者元件）摔跤，那你很可能没有采用正确的方法。你是否拥有合适的工具，并且是否在正确地使用这些工具？下一章会讨论这个问题。你知道一个失效的元件将如何影响你的电路，以及最可能的失效模式是什么吗？随后的几章我会分析元件的问题。现在，你知道怎么去考虑“故障”问题吗？这是本章要讲述的主要内容。

有些事情即使看起来不可能出错，也要彻查。你要做的第一件事就是列出所有可能导致问题的事项。这个想法在一定程度上是好的。我对关于蒸汽机的故事很着迷，这里介绍一个来自*Master Builders of Steam*[4]一书的一则故事。英国设计师W. A. Stanier刚刚设计了一款新的三缸 4-6-0型（驱动轮前面有四个小的前轮，六个驱动轮，无后轮）蒸汽发动机，这些发动机“……非常糟糕。它们根本不产生蒸汽”。面对这个情况，发动机的设计师们列出了一个所有可能导致故障的事项清单，也列出了一个所有不可能发生故障的事项清单，然后他们把第二个清单搁置一旁。

设计师们决定对每个新的发动机都进行改造，以解决这个问题：“设计不成熟导致修改，而每台发动机都可以带着不同的修改出厂。”车间经理“因而直哆嗦，从Derby[1]潮水般涌来大量的改造图纸，持续不断地扰乱生产的进程”（这给负责生产的人带来很多乐趣，是吧？）。最终，这个问题耗费了很长时间才被发现，因为它在一开始就被列入“不可能发生故障”的那份清单里了。

请允许我从该书中摘录一段令人啼笑皆非的话：“设计不成熟总是带来两个问题：一是很多线索是非常主观的，二是很容易出现迷惑人的假象。后者意指基于

1. 设计大楼的绘图室。——原书编者注

一个看似合理的假设把某个因素排除了时，所有的人都会因此在别处查找问题，可是事实上，看似合理的假设是不合理的，而被排除的因素才是真正的罪魁祸首。在Stanier的案例中，那个因素是过热偏低。他太过相信即使过热低一点也是满足要求的，所以增加过热区这个最重要的改动措施拖了很长时间才采用，而这一点早就该想到了。那时在Derby 蒸汽机绘图室的实验部门里有几个相当不错的人，但是他们太年轻了，他们的呼声太微弱。他们非常辛苦地做出来的一些过热试验结果没人相信。”但是，当然，在你所认识的人中，这种令人哭笑不得的事情从未发生过，对吧？

1.3 专家的建议未必都好

另一件可以做的事情是仅向“专家”讨得建议。毕竟只有专家才知道如何解决困难的问题，对吧？错！有时候你找不到问题的主要原因就是因为你离它太近了——对天天见的事情熟视无睹。简单地征询一下不熟悉你的设计的一两个同事的意见，就可以得到很好的结果；他们会对你的问题的解决方案做一个好的猜测。通常，技师可以像经验丰富的工程师那样毫不费力地做一个聪明（或者幸运）的猜测。每当此刻，请记住谁救了你一命。有些人不仅仅是“幸运的”，他们也有一些真正的诀窍，有助于解决技巧性问题、查找故障线索以及分析出导致故障的原因。这样的朋友真的比金子还要宝贵。

3

在美国国家半导体公司，我们经常把新设计的电路版图交给同事们审查（见图1-1）。我请每个人参加，谁找出我设计中一个真正的错误，就可以赢得一份自己喜欢的饮料。实际上我们称之为“啤酒检查”。这很有趣，因为如果我送掉几罐啤酒，那么我就可以把一些隐藏的错误纠正过来。要是靠我自己的话，这些错误



图1-1 同事审查往往都能够有效地把设计中的问题排查出来。这张照片中，作者正在受罚，因为尽管同事们没有作者那么熟悉电路，但却给他指出了一个问题（Steve Allen拍摄）

可能要到很晚、很痛苦、也很昂贵的阶段才能被发现。况且在审查过程中我们每个人都接受了教训。事先真的很难预测谁会发现那些小得不起眼的差错或者偶然出现的致命错误，因此我邀请所有的技师和工程师都参加。

1.4 学会识别线索

当我们被人请去帮助诊断他的项目时，你或者我应该问四个基本的问题：

- ❑ 它曾经正常工作过吗？
- ❑ 什么现象告诉你它不正常工作了？
- ❑ 什么时候它开始不正常工作或者不工作了？
- ❑ 故障出现之前、之后或者当时还出现过什么现象？

你会很快发现，回答这些问题所提供的线索很可能立即解决了问题；如若不能，最终也会引导你走出丛林。因此，即使是自己的项目出了故障，你也应该问问自己、问问你的技师或者其他为这个项目工作的人这些问题——要尽可能明确。举个例子来说，如果你的室友因为车在高速公路中央抛锚而给你打电话请求帮助，你应该问问有没有发生其他事情，或者他的车就是简单地熄火了吗。如果你被告知车的大灯好像正越来越暗，这就是一条线索。

4

1.5 提问、做笔记、完整地记录奇怪现象

当你提出这四个问题时，注意把答案记到纸上，最好记到一个笔记本上。例如，曾和我一起工作过的测试经理Tom Milligan经常告诉他的技师："在测量数据时，发现任何奇怪的现象，都要把它完整地记录下来。"这条建议太重要了，我们称之为"Milligan定律"。几条重要的记录可以节省你几个小时的工作量。线索就在你发现它们的地方，应该把它们保存下来并被好好地思考。

不仅要问这四个问题，而且由其答案牵带出来的问题也要问清楚。举个例子来说，一个新来的产品工程师有时会带着一堆在某些特定的测试中输出很不正常的集成电路来找我。我会问这些电路在其他测试中是否也出错，而我会被告知"没人知道"，因为测试师在发现一个错误后就没有再继续测下去。一个富有经验的工程师应该会以"执行全部测试"的方式重新测试器件。我就是这么指导这个新手去做的。

同样，当你去向另一个人请教时，应该直接摆出所有的事实，至少你的脑子里应该非常清楚这些东西，这样你才不会把人搞糊涂。我曾经和一些人一起工作，他们先告诉我一个现象，片刻之后又开始告诉我相矛盾的情况。我马上就没情绪了。如果你自己都不清楚电路到底工作在＋12V还是±12V而且开始自相矛盾，那我告诉你没人能帮你有效地进行故障诊断。

另外，如果我问从什么时候开始这个器件工作不正常，不要告诉我："在下午3点25分"。提问时我正试图从你的回答中寻找这样一些蛛丝马迹，比如，"大约在我把它放到125°C的炉子中两分钟之后，"或者，"我刚把4Ω的负载接上。"就这么简单。因此，正如我们都可以多掌握一些故障诊断技术那样，我们也都可以学会观察那些有助于故障诊断的宝贵线索。

1.6 有条理、合逻辑的计划会简化故障诊断

即使是最简单的电阻分压电路也值得制定一个智能的故障诊断计划。假设你有一个由128个1kΩ电阻构成的串联电阻串（图1-2）。假如顶端接5V电源，底端接地，那么中点的电压按理应该是2.5V。如果中点电压事实上不是2.5V而是0V，你当然可以从顶端开始逐个检查电阻上面的电压。但是这个策略有点太笨了。换一种方式，比如，先在顶端到中点之间一半处的96号电阻上测量，根据电压是高、低或适当的，下一步到5/8处的80号电阻或者7/8处的112号电阻处测量，然后再到72号、88号、104号或120号处测量，如此按照二叉树的分支去查找，比逐个电阻查效率要高得多。只需测试几次（大约七次）就可以发现某个电阻或者是开路了或者是跟地线短路了。从顶端逐个测试需要64步，相比较而言，这种二分测试法的测量次数要少很多。

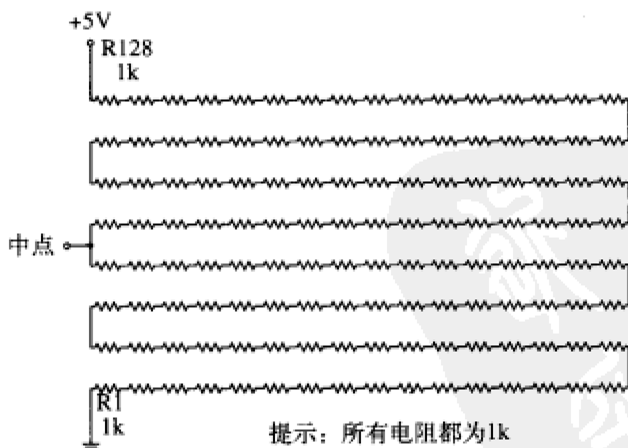


图1-2 如果发现中点电压不是2.5V，而是0V，你如何对这个电路进行故障诊断？你准备如何去查找来检测出开路或短路位置

更进一步，如果运算放大器的输出总锁定在电源电压，则正常情况下一般检查电路中的运算放大器、电阻和电感。一般不会去检查电容，除非怀疑某个电容短路可能会导致这种情况。相反，如果发现运算放大器的输出电压V_{out}有几十毫伏的误差，你就可以开始检查电阻的公差，而不会去检查开路或某个电容的值不对，

5

除非在示波器上看到运算放大器的输出在振荡！因此，在任何电路中，都必须研究数据，即线索，直至经过最后的测试找到造成问题的真正原因。

所以，首先就需要有一个猜测，然后拟出一个或一系列合理的测试步骤，这样测试结果会缩小故障存在的范围，甚至直接就证实了最初的猜测。这些测试必须是可以操作的。当然有可能先拟定了一个测试步骤，后来却发现无法实际操作或者实际操作非常困难。碰到这种情况时我常常会想，“如果我能够做一下这个测试的话，其结果无非是‘好’或‘坏’。可现在我做不了这个测试。倘若我怎么也得找个答案，那我下一步应该做什么才能理出头绪来呢？我能不能直接跳到下一个测试？”

例如，如果我不得不探测具有两个层的IC的第一层（因为我忘了把第一层上的一个重要节点引到第二层上来），我往往会通过其他测试来避免直接探测。即使有条件“借用”激光刻蚀把所有氧化层都去掉，也未必就得这么做；做其他测试正是希望不必通过那么笨拙的测试方法来检查。幸运的话，一般就不必再回去做那个非常困难或者几乎不可能的测试了。

当然，有的时候实际测试结果有点完全不可信，不像所期望的那样。此时必须重新考虑一下——猜测是不是错了？思路在什么地方错的？或者，测量做得正确吗？技师的数据真的准确吗？这就是为什么故障诊断这项工作如此具有挑战性——永远不会枯燥。

另一方面，只有周密的计划却不去测试也是很愚蠢的做法。因为这种情况表示你一定在计划着某些不必要的东西，而这些东西只需稍做测试就会很明了。这就是人们所说的“光说不练（paralysis of analysis）”。所有的事情都应该保持平衡，我觉得计划和测试应该需要相等的时间。如果测试非常复杂，那么计划就应该比较周全。如果测试相对简单，就像128个电阻串联的例子似的，你就可以边测边想下一步做什么。例如，前面列出的80号、112号、120号、104号、88号以及72号等都是名义上的二分选择点。测试时其实没有必要非常精确地找到这些位置，大致差不多按照二分法查找就可以了。

1.7 让墨菲定律为你所用

墨菲定律很有可能冲击哪怕是最好的设计：“只要会错就真的会错。”但是我能让墨菲定律为我所用。举例来说，按照墨菲定律的这一解释，如果我带个灭火器开车，总是准备着消灭任何可能出现的火情——这样是不是可以保证我自己的车怎么也不会被火烧了？这个想法乍听起来可能会觉得不那么聪明。但是，假如我真是一个带着灭火器的小心翼翼的人，那我一定也很有条理，决不会让火灾隐患存在。

类似地，设计电路时，我会在不太确定预测电路如何工作之处留有额外的余

度。设计一个面包板时，我经常告诉技师："为这部分留下20%的额外空间，因为我不敢说这部分不经修改就能正常工作。还有，请给这个电阻和电容留出额外的空间，因为我有可能不得不改变阻值或容量。"设计集成电路时，我在片子表面关键点上留有一些小的金属焊盘，这样就非常容易探测内部的关键节点。为了方便探测，对有两个层的集成电路，我会通过通孔把第一层的一些节点引到第二层来。有时我会在蒸汽氧化钝化层中留有通孔来很方便地探测芯片。可测试性问题在大规模数字电路设计中经常提到，其背后隐藏的"为测试而设计"的思想对于设计任何形式的电路其实都是很重要的。在麻烦来临之前仔细想清楚什么会发生故障以及如何防止它发生故障，这样你就可以避免很多麻烦。凡事预则立不预则废。通过为每种可能性做好预案，你就可以由于主动把握墨菲定律而获益。目前，显然你不可能把"每种可能性"都考虑到。（记住正是某些"不可能的故障"造成了Stanier的机车出了问题。）但事先多预见一下肯定可以减少故障的数量。

1.8　对一类问题指定专人负责

几年前，在美国国家半导体公司，我们在带隙参考电路方面总有许多小毛病，因此我决定宣布自己是"带隙问题负责人（也就是后面提及的'带隙电路之王'）"。主要的规则就是，凡是做成功了的带隙电路都要到负责人处登记，这样负责人就可以保持一份成功电路的记录；所有不成功的带隙电路同样也必须到负责人处登记，这样就可以避免再次犯同样的错误；所有新的电路都必须报告给负责人审查，这样他就可以从中认识到部分已经犯过的错误。至今，在生产晶片之前，我想我们已经发现并且纠正了50%以上的可能错误，这让我们获益匪浅。此外，我们还增加了启动电路负责人、微调电路负责人和数据表更改负责人，并且正在考虑增加其他的负责人。这有点像是游戏，但是尝试用游戏规则来避免昂贵的故障其实也是一件很严肃的事情。

我以前并不是一个故障诊断专家，但在几年前我经历过一次"火的洗礼"。我设计了一组模块化的数据转换器。我们要交货525套，但是某位蠢人只给我做了535块印制电路（PC）板。当时只有一少半的板子正常工作了，我发现自己必须面对故障诊断问题，因为除了我自己之外很难想像还有谁能修好它们。我发现我需要最好的示波器和数字电压表。我天天熬夜工作。我拿到了所有的原理图和电路板图的副本，在上面写上各处直流电压应该是多少，正确的交流波形应该是什么样子，以及在什么地方可以最容易看到关键的波形，等等。我列了一个小小的清单，像"如果频率变成正常值的两倍，那就检查Q17是否损坏；但如果频率偏低，则要检查总线B是否短路"。

我学会了到哪儿去找焊接短路、缝隙开路、虚焊连接点和接触不良。我诊断出这些问题，在上面贴上一个清晰的标签说明何处要改，然后送回去修理。修好

送回来之后，这些板子工作了吗？有些工作了，有些还有一个或两个问题。这是一个“洋葱综合症”：剥掉一层皮，你开始流眼泪；再剥掉一层，你流的泪水更多……到我完成任务为止，除了4套没有正常工作之外，其余全部正常工作。而我自己也经过了一次历练，接受了一次故障诊断的良好教育。

发现了一个故障点之后，我对此都做了些什么？首先，我做好记录，确保那些错了的部件更换之后原来的问题确实被解决了。然后，我把那些坏的产品送给一个手巧的好技师，他能够精确地按照要求修理这些产品，至少比我干得好，而且不会出差错。最后，我会给生产和质量控制（QC）部门送去一份备忘录，确保已证明有问题的部件不会再次使用，我确认改变了工程变更命令（Engineering Change Order，ECO）。非常重要的一点是，要确保这些文档是正确的，否则那些头疼的事情一定会再次回来麻烦你。

1.9 马虎的文档会导致公司破产

我曾经听说过非常类似的情况，一批产品中某个潜在的毛病会导致严重的可靠性问题。技师已经花了好几天时间力图找出解决方案。最终，有一天技师出去吃午饭的时候，设计工程师接手继续查找问题。当技师吃完午饭回来的时候，工程师告诉他说：“我找到问题了；是Q17和R18失配了。请拟写一份工程修改命令，等我吃完饭回来签个字。”不幸的是，工程师和技师之间的沟通出了问题：有些东西听错了，技师被搞糊涂了。草拟的工程修改命令上出现的是一个错误的版本，需要更换的东西写得不对。当工程师吃完饭回来，他没仔细看就在工程修改命令上签了字。随后他度假去了，一走就是两个星期。

等到他度假回来，所有的产品都修“好”了、包装了、交货了，并且在使用中出了毛病。事后审查工程修改命令找出了技师所犯的错误，但是太晚了。公司破产倒闭了。这是个真实而又痛苦的故事。千万不要在文档上犯马虎，不要让这样的故事发生在你的身上。

1.10 失效分析

进行故障诊断的原因之一是因为可能要求你对故障进行失效分析。这只是另一类文档工作。写报告并不总是轻松愉快的，但有时确实有助于整理并明确你对问题的理解。如果当初有位顾客要求我的朋友把那个产品到底出了什么问题以及他准备采取什么措施来解决这个问题明确地写下来，或许公司就不会倒闭了。每当我解决了一个小问题的时候，我习惯草拟一份简报。这份报告通常会被拷贝给我的老板，因为他急于知道为什么这件事花了我这么长时间。我还会给我的那些在类似项目上工作的朋友们送一份简报。有时，我就在墙上张贴一张简报，给我所有的朋友提个醒。有时候我还会给有关的元件厂商送一份。如果你和大家正确

8

沟通，将来就能够避免类似问题。

除此之外，在调查研究过程中你还有其他事情可做。当你发现了一个坏元件的时候，不要简单地把它扔到废纸篓里。有时有人打电话给我说："你的集成电路近来一直造成我的电路失效。"我就问："能给我拿几个坏的过来吗？"他们就说："不行，我们都给扔到废纸篓里了。"请不要这么做，能否把元件的问题找出来通常取决于手头是否有几个可供研究的样品。有时，其实只是一个"未发现故障"问题。这比真正出现问题的概率要大。所以，如果你告诉我，"Pease先生，你那个差劲的运算放大器在我的电路中不工作，"而实际情况是运算放大器并没有故障，只是使用不当——可是所有元件都扔进垃圾堆了，那我就没法很好地帮你了。请把元件保存下来，至少保存一段时间，并且在上面贴上标签。

另一件可做的事情是把那些坏的部件打开，看看能在里面发现什么。有时花几分钟时间用钢锯把一个集成电路的金属外壳打开，一切便会明了。比方说，你的技师跟你说，"这个运算放大器坏了，自己坏的，我就坐在那儿看着，什么也没动。"但是如果你往里面看看，有一个输入引线没有了，连到上面的只是几个10kΩ的电阻。小于300mA的电流是不可能把引线烧掉的。一定是有什么东西碰到那个输入引脚上，使它与某个电源碰到一起，电源提供了超过半个安培的电流。很多情况下往部件里面看看是非常有益的。一个电容或者一个微调电阻失效了，我会拿起锤子、钳子、刀子和锯子把它打开，看看里面到底制作得好不好，看看能不能发现失效机理，或者找到设计的差劲之处。我只是好奇。但有时我真能学到很多。

现在，看也看过了，我还是非常生气，因为我毕竟在这个坏元件上浪费了很多时间。那我该怎么办呢？我通常把它砸烂（WIDLARIZE），这会让我好受一些。怎么把一个东西砸烂？把它放到老虎钳子的平整地方，用锤子对着它砸，一直把它敲得粉身碎骨。多细呢？细到撒到地板上都看不见，连扫都不用扫。这一定会让你感觉好很多。而且，很显然它永远不会再回来烦你了。这不是在开玩笑。因为有时候，一个电容或微调电阻坏了，你随手一扔，几个月之后发现它又溜回你的新电路里来了，你的时间又被浪费一次。如果把它砸烂了，这种情况就不会再发生。这是已故的Bob Widlar教给我的。[1]

1.11　通过电话进行故障诊断——一个严酷的挑战

最近我做了不少通过电话进行故障诊断的工作。当电话响起时，我无法知道客户提出的是一个简单问题，还是一个日常应用问题，也不知道问题有多难，会不会无法解决。通常我可以不假思索地给出建议，因为我知道怎么去修理那些东西。另外一些时候，我需要研究研究，然后再打电话给客户。有时候，电路太复

1. Bob Widlar是集成运算放大器的发明人，上面的砸烂一词取了他的姓再动词化。——译者注

杂了，这时我会让客户把原理图寄过来或传过来。极少数情况下，出现的问题太难了，我会让客户把电路本身连同原理图和故障现象清单一起发过来，或者如果客户在沿途几英里处，我会在回家途中顺便去看看实际问题到底是什么。

有时候所谓的问题其实仅仅是使用不当。有时候部件被烧掉了，我就得猜猜什么情况导致电路过载。这里有个例子：在六月，一个牙科设备生产商抱怨LM317稳压器的故障率太不可接受了。经过一番讨论之后，我问："故障发生在哪里？"答：北达科他州。"什么时候开始出问题的？"答：二月。我把这些事情联系到一起，马上意识到在北达科他州二月的牙科诊所里一定非常干燥，很容易产生很高的静电电压。LM317通常对于高达3kV或4kV的静电压是安全的，但是二月份的北达科他州，在地毯上走过去可以产生比这高得多的静电压。更要命的是，该牙科仪器的调速变阻器就在手柄处露着。变阻器的滑动触头和其一端通过导线直接连到了LM317的ADJ引脚，变阻器的另一端通过一个1kΩ的电阻接地，该电阻在主机内部（见图1-3）。这个调速变阻器的接线，就仿佛避雷针似的，把静电放电（Electrostatic Discharge，ESD）能量直接导入LM317的ADJ引脚。

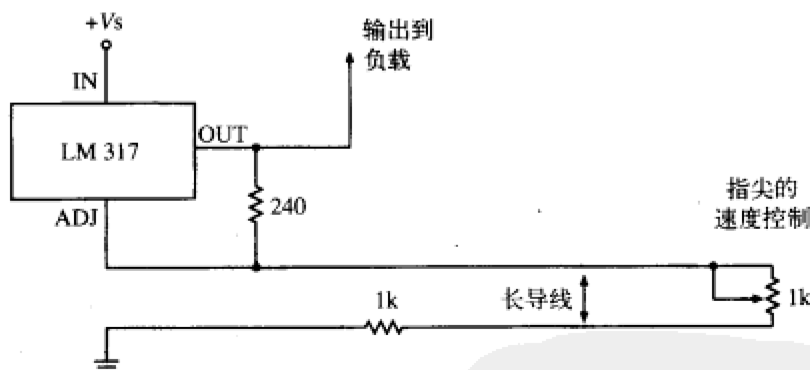


图1-3 从干燥的地毯上走过去，当你接触到调速变阻器时，会拉出一个电弧，而且绝大部分电流从变阻器的滑动触头直接进入LM317的ADJ引脚

这个问题很容易就解决了，只要交换两根导线，让变阻器的滑动触点接地，同时把1kΩ的电阻与集成电路的ADJ引脚串联起来就行（见图1-4），这样进入芯片ADJ引脚的电流要小很多，芯片上的扩散电阻就不会被电流浪涌损坏或击穿。当然，在ADJ引脚处增加一个小电容应该也可以解决问题，但是有些客户会认为去掉一个元件比添加一个元件更容易……

类似的情况还会不断出现，这不，六月来自波士顿的用户又抱怨了："你的运算放大器不满足偏执电流指标。"解决方案简单得难以置信：一般用肥皂水或清水好好擦拭，清除那些在潮湿气候中会造成电流泄漏的污染（比如手指印），其效果比用其他溶剂要好。参见第5章中如何用洗碗机来清洗漏电的PCB，或漏电的、脏的集成电路封装。

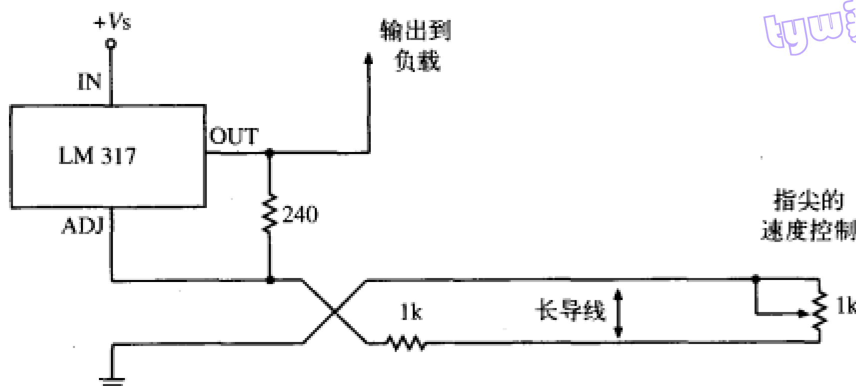


图1-4 简单地把两根导线交换一下，ESD脉冲此刻会进入地线而不会造成损坏

1.12 当计算机代替了故障诊断员时应当小心

[10] 现在，让我们想想都有什么东西需要进行故障诊断？电路？电视机？汽车？人？显然医生需要做大量的诊断工作——听病人报告症状，然后努力找出治疗方案。什么是人的天性？就是让计算机把这些事情都做了！毕竟，计算机能够很好地聆听抱怨，听病人述说症状，提出聪明的问题，并做出聪明的诊断。这样的计算机系统称为"专家系统（Expert System)"——人工智能的一部分。但是，我仍然倾向于*真正的*智能。虽然人们依靠人工智能可以解决某类问题，但是永远也不能确定它们能否兼容各种各样的"人为的愚蠢行为"以及"真正的愚蠢行为"（特别设计出的验证人工智能系统工作得非常好，就正是这类愚蠢行为)。



我不想证明计算机对于这项工作不算是"天生的"；经济上它可能很划算，并且不可能漫不经心。但是，我一定会很不安，因为如果计算机把这些例行的事情都做了，很快就没人去思考了，一旦计算机停止工作或者认为太难那就麻烦了。我希望这个社会不会让计算机导致那些聪明的故障诊断员失业，不管诊断对象是电路还是人。

[11] Nicholas Lembo博士和我有同样的担心，他是一位研究医生如何做诊断的作者，文章发表在*New England Journal of Medicine*。他最近告诉*The Los Angeles Times*，"随着这些新技术的出现，医生（对临床医学）不再那么感兴趣了，因为他们可以开一个300~400美元的检验单让仪器告诉他们检验结果，其实那些结果他们只要耐心听一听就能知道。"随同这篇

研究报告刊出的社论悲观地评价说，“目前这种趋势……可能很快就会给我们培养一批新生代的年轻医生，他们对自己临床诊断能力毫无自信。”诊断仍然是一门艺术，鼓励那些艺术家们是非常重要的。

1.13 计算机是助手还是朋友

我从*San Francisco Chronicle*[5]上读到一则关于斯堪的纳维亚航空公司(Scandinavian Airlines System, SAS）给机师们开发了一套“专家系统”的新闻：“当工作质量开始下降的时候，管理部门认识到有些东西不对了。他们发现这个系统太机械化了，机师们很少去怀疑它的判断。于是，机师们被要求参与到对这个系统的改造中来。他们更多地在修理厂的地板上做决策，然后用计算机来补充决策，以增加产能并减少差错。‘计算机永远不可能把所有的事情都接管了。’一位机师这样说。‘现在要求我决定的事情多了，我的工作变得更有意思了。’”我能补充点什么？就是要有思想。小心别让计算机给顶替了。

1.14 再三思考

现在，假定我们已经有了所需的工具，也有了正确的接受问题的态度，那我们还需要些什么？最后还缺少什么配料？这让我想起在学校里，一个小女孩被问起必须做什么才能获得对过错的宽恕。她害羞地回答说，“首先你得犯错误。”因此，要做故障诊断，你首先得有一些麻烦。但是，这通常不是问题，只要等几个小时，你就会有很多麻烦。墨菲定律告诉我们，只要你没有为错误做好充分准备，你就会有很多麻烦。相反地，如果你的准备工作做得充分，你就可以避免大部分可能的麻烦。

我已经尽力让你领会了什么是故障诊断的原则。不要相信仅从一个人那里你就能得到解决某个特定问题的所有帮助。不管多么细节的问题，你都很难说谁会拿出解决办法。反过来，如果你的同伴有麻烦需要帮助，不妨试试，你也许会变成那个解决问题的人。即使你猜得不对，当你最终发现解决方案的时候，你会在你的“技巧”库里添加另一个工具。

当你有困难的时候，试着考虑一个恰当的计划，去攻克这个困难。当你有接触不良问题时——这是最讨厌的一类问题——我们还有针对这一情况的建议（巧妙地隐含在第12章里了）。因此，如果你做好了你的“原则作业”，这会使你的生活变得更好更容易。你将不仅能够解决问题，而且甚至可以避免很多问题。对我来说这是多好的一件事情！

参考文献

[1] Dostal, Jiri, *Operational Amplifiers*, Elsevier Scientific, The Netherlands, 1981; also, Elsevier Scientific, Inc.,

655 Avenue of the Americas, NY, NY 10010. (212) 989-5800 ($113 in 1990).

12

[2] Smith, John I., *Modern Operational Circuit Design*, John Wiley & Sons, New York, NY, 1971.

[3] *Data Converter Handbook*, Analog Devices Corp., P.O. Box 9106, Norwood MA 02062, 1984.

[4] Bulleid, H. A. V., *Master Builders of Steam*, Ian Allan Ltd., London, UK, 1963, pp. 146-147.

[5] Caruso, Denise, "Technology designed by its users," The San Francisco *Examiner*, p. E-15, Sunday, March 18, 1990.

13

第 2 章　选择合适的设备

在第1章我们已经讨论了，对有效的故障诊断而言，最重要的是运用你的智慧。但是，除此之外，通常还需要一些设备。本章针对大多数常规故障诊断任务的需要逐项讨论这些设备，有些设备可以从市场上购买，有些则可以自己构建。

工欲善其事，必先利其器。在开始进行故障诊断之前，你应该了解，使用的设备直接关系完成任务所需的时间和努力；而且应该了解，使用什么样的设备取决于电路或产品的类型。举例来说，数字电压表对数字逻辑电路进行故障诊断可能不是必需的。而且，设备有没有和可不可用或许会为你的工作设置一定障碍。假使你只有一台普通的示波器，而公司又不能去买、租或借一台功能齐全的复杂示波器，那你就只好将就了。

如果你缺一件设备，那应该明白你只能在装备不全的情况下投入战斗了，以致某些线索可能要花更长的时间才能发现。很多情况下，为找一个小毛病却花了太多的时间，浪费时间的原因是你太笨，或者不了解某种专门的故障诊断技术；但是在其他情况下，浪费时间的原因却是因为缺少某个专门的设备。对后一种情况，在思想上要有充分的认识。如果你正在浪费时间，就要注意吸取教训，因为缺乏适当的设备正是你作为故障诊断人员需要学习的一部分。

除了适当的工具之外，你还要全面了解电路以及设备的工作原理。你肯定见过有些工程师或技师在一个问题上花了很多无用的时间，然后，当他们终于发现解决办法的时候，就说，“哎，我才知道这东西原来是这么工作的”。避免这种情形的办法是使用你自己非常熟悉也非常顺手的设备。

以下是大多数模拟电路故障诊断工作所需的基本设备。它既适合作为建立实验室的指南，也适合用于确保自己已经拥有了所需的每件设备——没有遗忘任何东西。

（1）一台双踪示波器。其最好具有1mV/cm或2mV/cm的灵敏度，以及至少100MHz的带宽。即使是在调试低速运算放大器时，宽带示波器也是非常重要的，因为某些晶体管在“低速”应用中会在80MHz或160MHz的范围内振荡，并且你应该可以看到这些微小的振荡。当然，在调试高速电路时，你很可能会占用实验室最快的示波器，以便查找小的干扰脉冲。有时候，峰－峰自动触发模式会非常有用并且更节省时间。你一定要熟悉示波器上的各种控制开关和旋钮，这样才不会在启动和误触发问题上浪费太多时间。

（2）两三个示波器探头。这些探头应该状况良好，且有配套的挂钩或探针。

1×/10×（一倍/十倍）可切换的探头在看大信号和小信号的时候都很有用。你应该了解1×探头的带宽只有16MHz或20MHz，即使和100MHz示波器配套使用也是如此。当使用10×探头时，注意必须采用方波校准器来调节探头的电容补偿（见图2-1）。忽略这一点，将会非常浪费时间。

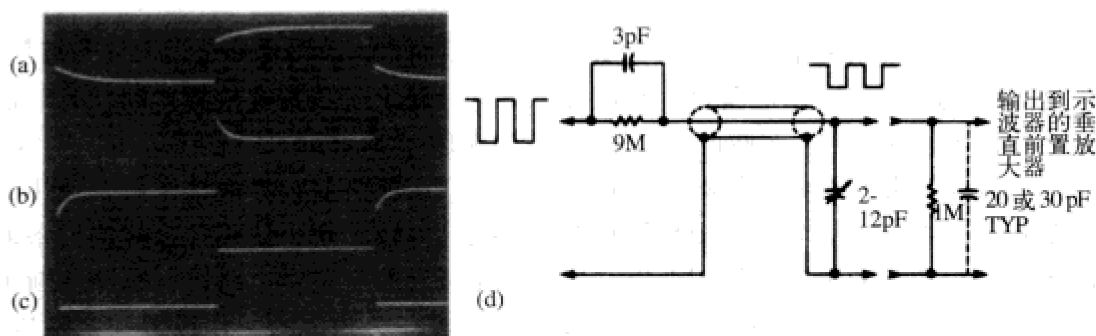


图2-1 如果一个放大器或比较器本该产生方波但是波形却像示波器显示的波形(a)或者(b)，这个问题应该花多长时间解决？根本不需要时间！只要拧一拧那个调节示波器10×探头补偿的螺丝，这样探头的响应对所有频率都是平坦的(c)。图（d）是一般的10×示波器探头电路图

最好能有3个探头，以便你可以将一个作为示波器的触发输入使用，其余的每通道用一个。对于通常的故障诊断，这些探头应该配上长的地线；但是对于高速波形，需要改成短的地线（见图2-2）。更短一点的地线不仅可以改善信号的频率响应和阶跃响应，而且可以更好地抑制电路周围的其他噪声。

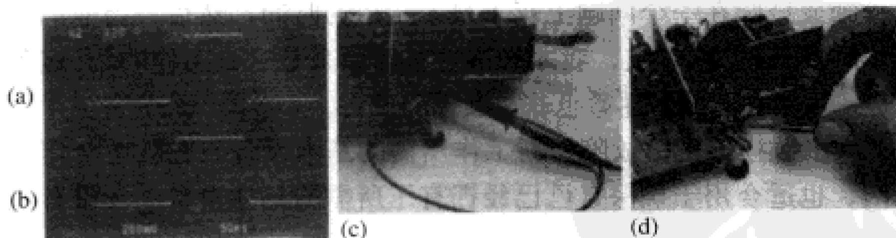
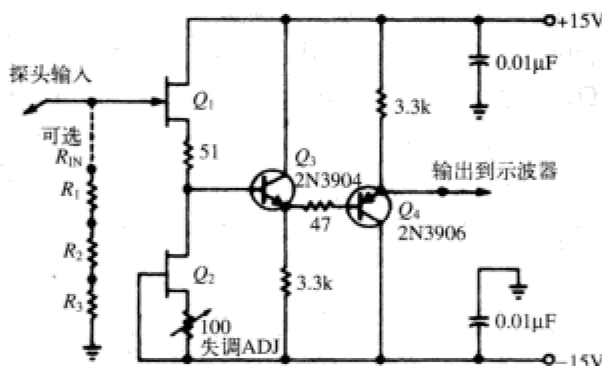


图2-2 如果一个快速方波本该干净而且快速稳定，但是看起来却像(a)，不必修理方波发生器——只需把示波器探头6in(1in=0.0254m)的地引线去掉（c）。如果将探头在尖端附近的接地点直接接地（d）（可以很方便地获得将地线引出来的专用附件），波形会改善很多（b）

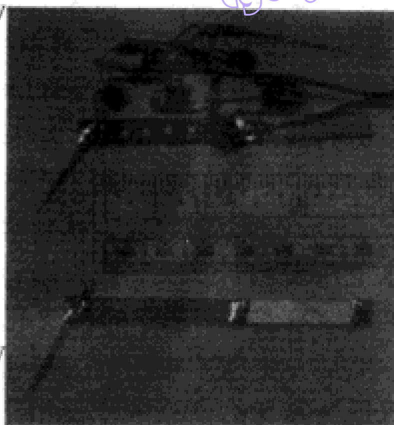
在某些高阻抗电路中，即使是10×探头的输入电容（一般为9pF~15pF）可能都不可接受。对于这些电路，可能需要购买具有1.5pF~3pF的较低输入电容的有源探头（395~1800美元），或者你也可以自己做（见图2-3）。



注意：$Q_1=Q_2=$2N5486或2N5485

$R_1=R_2=R_3=$10M（该30M电阻具有大约0.08pF的输入电容）

(a)



(b)

图2-3　该探头电路的输入阻抗是$10^{11}\Omega$，并联电容是0.29pF，见图2-3a。由于优化目标主要是阻抗特性而不是频率响应，该探头的带宽和电压摆率分别是90MHz和300V/μs。如果TO-92封装的FET缺乏物理上的牢固性，使其摇摇晃晃而不能作为探头使用，那么增加1/16in的环氧玻璃板，并撕去铜箔，可以增加牢固性，而且仅仅会增加0.08pF的电容。图2-3b的上半部分表示了钻孔小条的布局，其输入电容仅增加了0.06pF

如果必须用开关稳压器，应该有一对电流探头，这样可以知道那些电流信号工作的情况。某些电流探头可低到直流（DC），有些则固定为交流（AC）耦合（并且要便宜得多）。

（3）一台模拟存储示波器。这台示波器可能非常有用，特别是在查找接触不良或者一闪而过的信号的时候。该示波器可能被极少发生的事件所触发，并可以把该事件及其后的情况存储下来。某些存储示波器比较难操作或者需要一定的操作技巧，但通常付出点努力学会如何使用它们是值得的。数字存储示波器（Digital-storage oscilloscope，DSO）与模拟存储示波器一样，可以设置同类型的触发和事件存储方式，并且有些甚至可以显示触发时间之前的情况。然而，数字示波器属于采样数据系统，因此必须确保正确使用它们[1]。不过，一旦学会如何使用它们，就会喜欢它们所提供的特殊功能，比如，高亮度的CRT显示、自动脉冲参数测量以及波形图形的捕获功能。

（4）一块数字电压表（DVM）。选择一台至少五位数字分辨率的，比如HP3455、HP3456、Fluke 8810A或者Fluke 8842A。注意所选择的数字电压表要允许关闭自动量程功能，以便可以达到最高的精度和速度。否则，当其处在自动量程时，你会白白浪费时间。对很多模拟电路而言，数字电压表的高阻抗（>>10 000MΩ）输入在15~20V都保持高阻抗是很重要的，上面提到的4款DVM都具备这一特性。有很多其他的精密数字电压表在2V或3V以上具有10MΩ输入；如果10MΩ输入阻抗不是问题，你就可以接受这些表。使用高输入阻抗数字电压表的

最重要原因是有时必须把探头上直接接触测试电路的一端与33kΩ或100kΩ的电阻串联，以防止DVM的输入电容引起电路振荡。如果使用10MΩ输入阻抗的数字电压表，并且在探头上串接一个100kΩ的电阻，那么DVM的测量结果会损失1%的精度。幸运的是，许多好的数字电压表的输入电流小于500pA，在100kΩ源电阻下导致的误差小于50μV。高分辨率的数字电压表允许在11V信号下检测出100μV~200μV的偏差。通过找到这些细微的变化可以发现很多的半导体问题。4位的数字电压表相对差一些；但是，如果万不得已，你可以把该数字电压表的参考低电平或地接到一个稳定的参考电压（比如接到10V总线上）上来测量微小的电压变化。然后，把数字电压表置1V量程，这样可以发现11V信号上的微小偏差。与使用以地为参考的高分辨率表相比，这种测量方法风险很大，操作也不方便，而且还可能引起其他的问题。例如，数字电压表A/D转换器产生的噪声可能会注入到10V的参考源，从而反过来对其他电路的性能造成影响。某些情况下，小的RC滤波电路可以把这个问题控制到最小（见图2-4），但是恐怕你永远也无法确定把噪声控制到可以接受的程度的难度有多大。

16

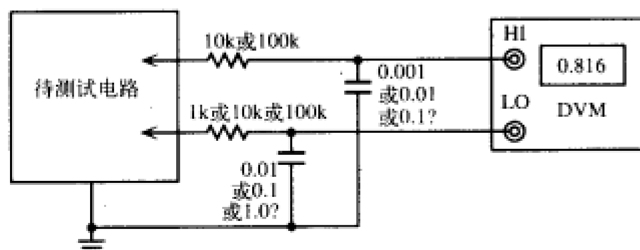


图2-4　即使是电池供电的，数字电压表仍有可能向灵敏电路中注入噪声脉冲。图示的RC滤波电路有助于将其最小化。选择对你的电路最合适的阻值和容值

（5）备用测量仪。一组测试装置包含了两部好的DVM、监测两个电压源的3部小型3位DVM、另外两部3位DVM监测电流以及一台监视其他性能的模拟表，这可能显得很蠢。但是，如果你不明确需要什么，并且又可以借到这些设备，那么使用许多测量仪是解决问题的极好方法，即便必须等到下午5:15才能借到所有这些仪表。什么时候模拟电压表比数字电压表要好呢？当然，模拟电压表的内部精度和分辨率都要差一些，但是在观察常规模拟电压表的时候，你可以发现变化的趋势和变化率，这在数字电压表上可能是难以发现的，特别是在有噪声和抖动的时候就更困难。举个例子来说，如果突然把一个常规模拟万用表跨接在一个1μF的电容上，如果电容的值是1/10或者大于10倍，你的眼睛就能够分辨出来。这样的测试用数字电压表是做不了的。模拟表的另一个优点是它们是无源设备：不会像数字表（即使是用电池供电的）那样把噪声注入到电路。而且，它们具有极低的接地电容。

（6）一台通用的函数发生器。尽管正弦波和方波是普遍使用的测试信号，但

我经常发现在查找非线性电路的时候三角波具有无与伦比的优点。有时候需要两台函数发生器，其中一台用于扫描被测器件（Device Under Test，DUT）的工作点，在其工作范围内慢慢地左右摆动，同时观察对小的快速方波的输出响应——观察振动、阻尼振荡或故障。

17

（7）具有稳定输出的电源。电源应该有粗调和细调，并可调节限流。数字调节通常并不合适，因为它不便于在观察示波器及其变化趋势时连续上下扫描电压。在电源输出电容引起问题的情况下，也许需要一台电源，其输出电路就像一个运算放大器，没有输出电容。可以买一台这样的电源，或者也可以自己用一个运算放大器和几个三极管制作。图2-5所示电源的优点是，如果需要，就可以把它设计成电压摆动得很快的电源。

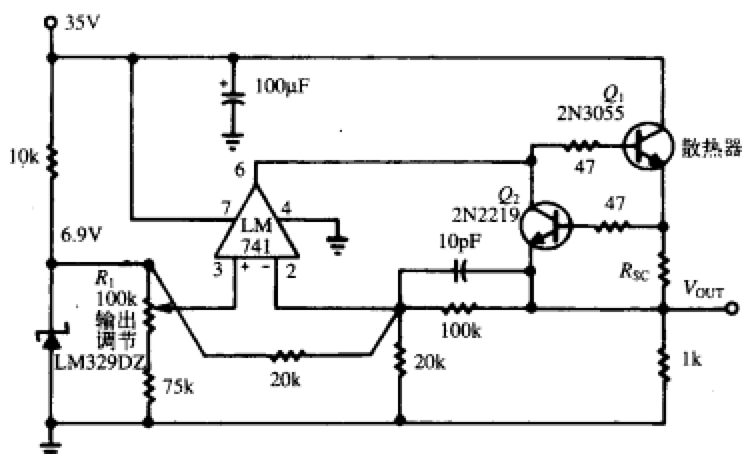


图2-5 通过调节R_1可使这个直流电源的输出电压在3~30V之间变化。R_{SC}应该在3~100Ω之间，短路电流大约等于20mA+600mV/R_{SC}

（从速度上考虑，我们使用快的LF356，而不是慢的LM741。）而且，如果电路闩锁，并把电源拉下来，这个电路不会因为通过大电容放电而损坏。

我们一直在讨论电源的话题，实际上另一种非常有用的故障诊断工具是一组电池。可以用上一大堆电池，包括一只、两只或4只为一组的9V电池，可充电镍镉电池（Ni-cad），胶质电池（Gel cell，也叫铅酸电池Lead-acid battery），或者其他任何一种合适且方便使用的电池。电池可用做低噪声前置放大器（Preamplifier）的替代电源。如果用电池替代常规电源，前置放大器的输出没有变得更干净，就不要把电路上的故障归咎于电源。电池也可用于给一些低噪声电路供电，比如那些封在金属盒子里的电路，这样可以避免引入外部噪声源干扰其信号。

（8）一些阻容置换箱。可以从R&D Electronics，1432 South Main Street，Milpitas CA 95035，（408）262-7144买一个VIZ型号WC-412A的置换箱，也可咨询VIZ，175 Commerce Drive，Fort Washington，PA 19034，（800）523-3696，我亲切地称之为“拧转阻容箱”（twiddle box，见图2-6）。这个阻容箱可以设置成如下模

式：R、C、RC串联、RC并联、开路或者短路。它们对于进行不同的测试并找到正确答案极为有用。

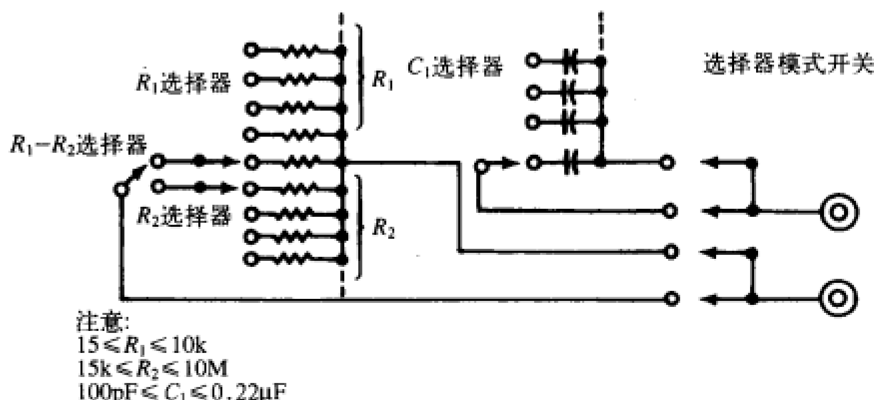


图2-6 这是可获得的商用阻容置换箱通用电路，VIZ型号WC-412A。该装置按1991年的币值大约值139美元，阻值和容值分别在15Ω~10MΩ和100pF~0.2μF范围。可以配置成开路、RC串联、纯电阻、纯电容、RC并联或者短路。参见正文

你所需要的元件值有可能会超过这个旋转的阻容箱所提供的范围；在我们的实验室中，我们制作了一些自制的版本（见图2-7）。图2-7a所示的电路提供了可变的低值电容，这非常有用，可附在运算放大器或者其他专用电路的阻尼电路旁边。可以自己做一个校准标签标示电容和电阻的设定值。图2-7b所示的电路提供了各种类型的大容量电容，用于测试电源电路和阻尼各种稳压器。

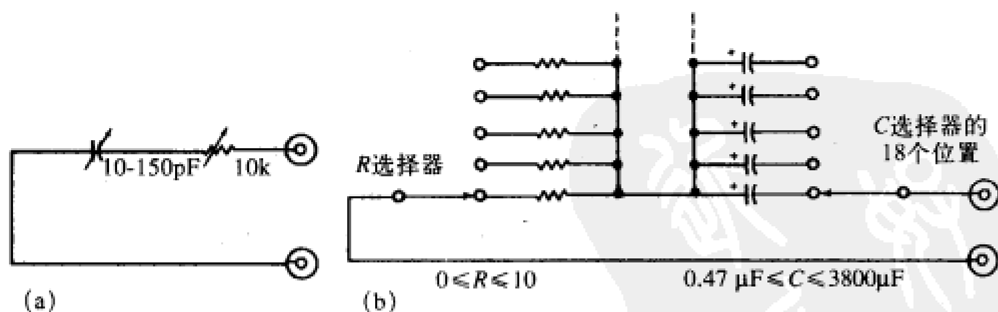


图2-7 基于这些电路的阻容箱比现成的版本扩充了元件的范围。可以把（a）的RC串联电路装在一个1×1×2in³的镀铜盒子里。使用小型塑料膜绝缘的调谐电容，或其他合适的电容和小的I圈变阻器。用钽或电解（1μF或更大值）电容器构建（b）中的电路，但是要注意它们的极性，以及如何使用它们。而且，要考虑对更小的电容值使用聚酯薄膜电容。有时候，对同样的电容值比较一下聚酯薄膜、钽和铝电解电容是很有价值的！采用18个位置的开关来选择电阻和电容值。并且，暂时远离线绕电阻，这是因为其电感太高

（9）一个隔离变压器。如果你正在从事与在线操作的开关稳压器有关的工作，

这样一个隔离变压器有助于避免在测试装置和示波器箱体上出现致命的高压。如果你找不到一个隔离变压器，可以用一对变压器背对背工作（见图2-8）。或者，如果价格不是问题，你可以用隔离探头。这种探头可以让你看到对地有几百伏共模电压的小信号，却不要求你在调节示波器时带上绝缘手套。

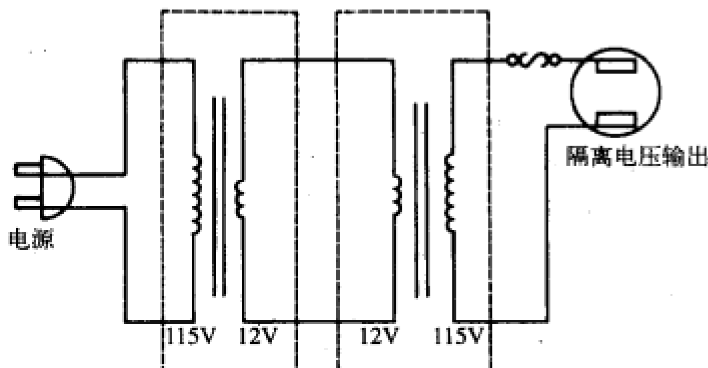


图2-8 可用这种背对背变压器连接方式获得与隔离变压器类似的电源电压隔离功能

（10）一台可调自耦变压器，通常称为Variac™[1]。该仪器允许你改变电源电压，并观察其对电路的影响——一个非常有用的诀窍。（警告：可调自耦变压器通常不是隔离变压器。你可能需要串联一个隔离变压器，以获得安全的可调电源。）

（11）一台曲线绘图仪。曲线绘图仪可让你看到，尽管一只三极管的斜率与另一只三极管完全不同，但是在一组给定条件下，二者具有相同的饱和电压。如果其中一只正常工作，但另一只却很差，曲线绘图仪可帮助你理解出现这种情况的原因。曲线绘图仪对确定二极管、电容、灯泡以及电阻的非线性电阻和电容也非常有用。通过对电池用电或充电，曲线绘图仪也可测试电池。还可以检查半导体击穿。如果买到合适的适配器或者自己大致做一个，你就可以评估运算放大器的增益曲线、CMRR（共模抑制比）和PSRR（电源抑制比）。

（12）待测电路的备用维修件。你应该准备好这些备件，这样可以方便地更换元件以确定被换元件仍正常工作。

（13）全系列的电阻和电容。你应该有0.1Ω~100MΩ的电阻和10pF~1μF的电容。而且10μF、100μF和1000μF的电容也会用到。仅仅因为电路设计中不包括0.1Ω或100MΩ的电阻并不意味着在故障诊断中这些阻值没有用。相似地，你的电路中也许没有大电容，但是如果你把一个3800μF电容跨接到电源上时，电路突然就正常工作了，你很快就可以证明电源抖动与电路的问题有很大关系。此外，几英尺的塑料绝缘硬导线（电话线）通常也很有用。几英寸的此类双绞线构成了一个极好的可变电容，有时候称为“绞合电容”。绞合电容非常便宜，通过缠绕或分开，可

1. 美国GENRAD公司的注册商标。Variac可从JLM Electronics买到，地址：56 Somerset St.，P.O. Box 10317, West Hartford, CT 06110,（203）233-0600。

以方便地调节电容值。其电容量大约为1pF/in。

（14）电路图。把待测电路的原理图复制几份是一个好的想法。在其中一份上标出正常电压、电流以及波形来作为参考点。用其他的图去记录与某个待测电路有关的笔记和波形草图。还需要一份你打算使用的自制测试电路的原理图。有时候，用自制测试设备测量的结果会与买来的测试设备测量的结果不一致。从每个测试器得到的结果不见得就“错”了：它们有可能因为设计特点（比如信号滤波）而出现差别。如果你拿着所有测试设备的原理图，就可以很容易地解释结果不一致的原因。最后，电路中使用的所有芯片的数据手册和原理图也会很有用。

20

（15）如果有可能的话，让自己具有使用任何工程或生产测试设备的权力。使用此类设备是为了确保当你修整一部分电路的时候，不会反过来影响电路的其他部分。其他设备和测试仪也都归入专用测试设备类别；它们的作用将取决于你的电路。有3个这样的例子：短路检测器电路、AM（调幅）晶体管收音机和栅陷振荡器。

短路检测器电路。该工具在你必须修理很多大尺寸印制电路（PC）板时可以用过：它有助于你发现地线与电源线或信号线之间的短路。一台灵敏的数字电压表确实也可以实现同样的功能，但是短路检测器则更快更有效。而且，该电路在探头没有接上的时候会自己关闭，不耗电。在图2-9所示的短路检测器电路中，LM10运算放大器放大电压降，并提供给LM331电压频率转换器，该频率转换器被设置为在$V_{in}=0\text{mV}$时音调最高。当采用该电路时，使用一个50mA到100mA的限流电源。要校准该电路，首先要把检测器的两个探头接地并且对高的音调调整失调调节（OFFSET ADJUST），然后把正极性测试探头接到A点的V_s并且对低的音调调整增益调节（GAIN ADJUST）。图2-9所示的例子说明其中故障电路的五个主要的电源总线之一与地线之间有焊锡短路。

为了找出短路的准确位置，你可以简单地将正极性输入探头沿着总线滑动。在这个例子中，如果你把探头从A滑向B或者D，音调不会变化，因为在这些点上电压没有变化——没有电流沿着这些总线流动。但是，如果你把探头沿着从A到C的路径，或者从K到M的路径滑动，音调就会变化，因为沿着这些路径压降持续变化。循着音调变化找故障是一项很容易就能够学会的技术。

调幅（AM）晶体管收音机。如果到处都是故障你该如何做呢？典型的一幕是这样出现的：你在一个线性电路上做了一点很小的改进，然后当通电以后，你注意到电路的输出上叠着一个可怕的振荡。你把电路的所有地方都查了一遍，振荡还是存在。事实上，振动叠在输出、输入、内部几个节点甚至在地线上。当你关掉数字电压表、函数发生器、烙铁并且最后甚至连电源都关掉，但是振荡还是存在。

21

现在你开始在实验室里到处寻找，想发现谁打开了一个新的振荡器或者开关

电源，这个东西就好像一个中功率的发射机。除了大吼一句“谁有一个新电路振荡在87kHz？”以外，你还能有别的什么办法解决这个问题吗？一个有用的工具就是普通的调幅晶体管收音机。我们大家都知道，调频（FM）收音机会抑制很多种噪声，但是调幅收音机会在令你惊讶的重复频率和频点上检出噪声来。

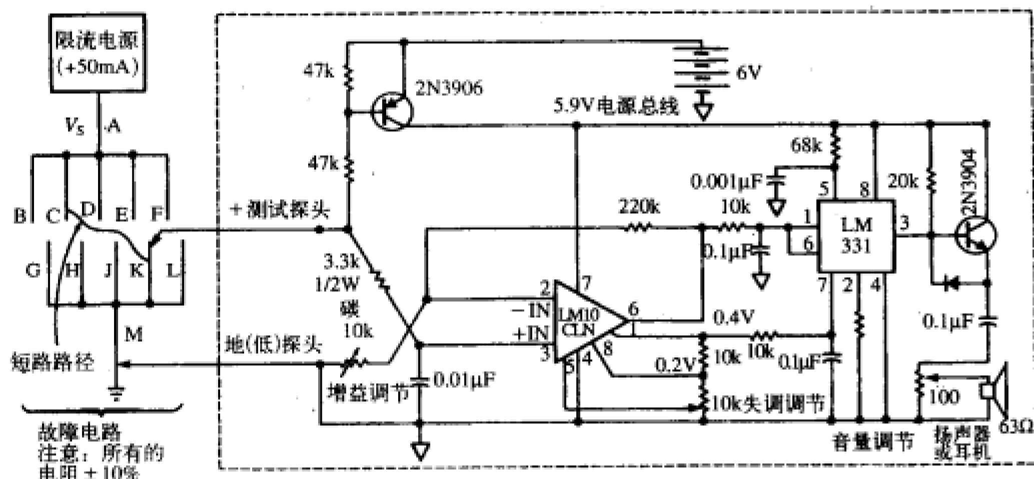


图2-9 你可以用这个短路检测器来查出印制电路板上的短路。简单地把测试探头沿着不同的线路滑动并仔细听音调的变化

一台音频带宽大概只有5kHz的廉价小收音机怎么能检测出千赫兹和兆赫兹区域的噪声呢？答案当然是，许多重复性噪声脉冲序列（其重复频率比音频频谱高但是比AM频带要低）由谐波信号扩展到600kHz附近，而这一段正是AM接收机相当灵敏的频带。其灵敏度能检测到幅度只有几微伏每米（μV/m）的信号。

如果你怀疑AM收音机检测这些信号的能力，不妨把它的调谐拨盘调到低端的两个电台中间，然后，手持小收音机靠近数字万用表或者计算机或者计算机键盘，并且仔细听那个杂音。也请注意，铁氧体磁棒天线具有明确的定向灵敏度，因此你可以通过调整天线指向使得信号消失或者信号强度最强来判断信号从何而来。这样，这个不起眼的小收音机也许能够帮助你一边在实验室里走动，一边友好地跟你的同事们微笑，直到发现罪魁祸首，它的新开关电源工作不太正常但是他出去冲咖啡的时候忘了把它关掉了。

栅陷振荡器。在其他情况下，频率和噪声的重复频率太高了，AM收音机也无法检测到问题所在。那该用什么工具呢？回顾一下，在无线电发展的早期，工程师们发现如果让一个真空管振荡器工作起来，然后把它放到频率可比的一个高功率振荡器的辐射场中，当频率匹配的时候，管子的栅极电流会上涨或陷落。这个工具就是所谓的“栅陷振荡器”。我不能说自己是栅陷振荡器原理和使用方面的专家，但我确实能记起单片集成电路早期我印象深刻的一次：一个线性电路振荡在98MHz，当我把频率调谐旋钮前后转动的时候，栅陷振荡器很容易查出整流输出

的明显错误。

那是25年前，当然，Heathkit已经停产老的Grid Dip和Tunnel Dip仪表，这样有利于更多新设计。新的一款（称为HD-1250Dip Meter）采用晶体管和四极FET（场效应管），折扣价格89美元，每个实验室都应该有一台。这些仪表可帮助搜索出高达250MHz的那些令人生厌的振荡源。随着HD-1250 Dip Meter一起的文献还列出几种故障诊断的技巧。

在栅陷振荡器刚刚普及的时候，你能买到的最快的示波器带宽大约只有几十兆赫。现在，买一台带宽数百兆赫兹的示波器是完全可能的，因此你需要使用栅陷振荡器的机会越来越少。但是仍有这样的时候，它是最合适的工具。比如说，你可以用它的振荡器去激励无源已调谐电路从而检查这些电路的谐振情况。另外，在一些小公司，你可能拿不出数千美元去买一台高速示波器，此时，栅陷振荡器就是一个很便宜的替代品。

22

（16）如果有的话，几套已经工作正常的电路。通过把坏的电路和好的进行对比，你通常能够发现问题。你还可以用好的电路来证实你的专用测试设备正常工作。

（17）一张坚固、宽大的工作台。工作台必须装配一个金属接地平面，该接地平面可以很容易连接到电源地线上。装这个接地平面的目的是防止射频（RF）、交流电源（美国是60Hz）以及所有其他噪声耦合到电路中。在工作台和待测电路板之间放置一个绝缘纸板，这样任何东西都不会轻易地与接地平面短路。另外一个防止噪声干扰电路的办法是用一张单面镀铜板。镀铜面朝下，在镀铜面上焊接一根地线，它就提供了一种替代的接地平面。为了防止静电放电对CMOS电路的损坏，需要一个腕带通过1MΩ将你的身体接地。

（18）安全设备。当你使用中或者大功率电路时，偶然的错误可能会导致电路发生爆炸，这种情况下必须佩戴防护眼镜或者配有安全镜片的眼镜。同时，在旁边放置一只灭火器。

（19）一个合适的电烙铁。如果得焊接或拆卸大印制电路板印制线上大的总线，你就需要用一个足够大的烙铁或者焊枪。对于集成电路周围的小专用线路，小的烙铁头是关键。并且，烙铁要足够热。把一段印制线或一个焊盘剥下来的一个简易办法就是一次给它加热过长的时间，不管你是不是要这样，这种情况在你的烙铁不够大或者不够热的时候很容易发生。（Heathkit的不要用热烙铁的警告已经随着锗晶体管一起过时了。）有些情况下需要接地的烙铁，而其他情况下便携式（未接地或者可充电的）烙铁是理想的。你一定要清楚烙铁是否接地。

（20）去除焊料的工具，例如焊芯或者吸锡器。无论使用什么工具你要用起来很顺手。一项经过良好训练的技术有时对于取得好的结果非常关键。如果调试静电敏感元件，那么抗静电吸锡器要比常规的吸锡器更不容易产生高的静电电压，

这是因为内部摩擦力不同。我曾经被警告过在窄的印制线路上操作时，大的吸锡器可能会造成一些问题，在这种情况下，焊芯可能是更好的选择。

（21）手持工具。在手持工具中，你会需要锋利的斜口钳、合适的老虎钳、改锥、大的刀具、剥线钳以及折叠刀或者Exacto™的刀。

（22）信号引线、接头、电缆、BNC适配器、导线、夹脚线（clip lead）、球头钩（ball hook）、鳄鱼夹（alligator clip）。在这方面过于节省和贪图廉价会浪费很多时间：连接不好的引线会掉落或者造成短路。

（23）冷却雾和电吹风。储存在烟雾罐中的冷却雾可令你尽快把单个元件冷却下来。电吹风可令你给整个电路板加热。把元件加热到什么温度取决于电吹风出口的空气温度，因此需要了解电吹风加热温度。

注意，理念上说我们不应该使用基于氯氟烃（CFC）的冷却喷剂，因为对环境有害。如果我有几罐别人可能说不应该用的喷剂，那应该怎么办呢——把这些罐子扔到垃圾处理处？那样的话不久就都会进入大气中，对任何人都没有好处。我会继续用光这些已经在我手里的基于氯氟烃的喷剂，但是等到要再买些的时候，我会购买对环境无害的那些。

23

（24）放大镜或手持透镜。这些工具对于检查电路板、导线和元件的裂纹、瑕疵、头发丝似的焊料短路以及冷焊连接点都非常有用。

（25）一只白炽灯或手电筒。你必须能够看得清楚你做的东西，而且明亮的灯可以帮助你检查电路板和元件。

（26）一只热电偶温度计。如果你的温度计是移动的并用电池供电，那么你可以把温度计接触到电路上的任意一点，测量正确的温度，而不会对电路产生电的或者热的影响。图2-10给出了一个带有冷结点补偿（cold-junction compensation）设计的热电偶放大器电路。

有人说LM35温度传感器IC（见图2-11）是一个测量温度的简单方式，确实如此。但是，如果你把TO-46封装的LM35接触或者焊接到一个电阻或封装在TO-5或TO-3的器件上，那么LM35会增加热质量（thermal mass），其引脚会把你正在测量的器件的热量传导出去。这种情况下，你的测量就不会比用带有很小导线的微小热电偶更精确。

24

（27）装在纯金属盒子里的小型滤波器，在你想把信号馈送到示波器时可以很方便地获得好的信噪比。这些滤波器应该有可以通过开关选择的截止频率，以及好的接头。如果在你的任务中需要快速滚降，那你可以自己制作。甚至可以用运算放大器和电池。你自己思考你需要什么。通常我只需要一对简单的电阻和电容，这只需用鳄鱼夹选择合适的即可。

（28）电源线适配器——为三头电源线配备的三线到两线适配器。你需要多个这样的适配器，这是因为太多的示波器和函数发生器把它们的地线和电源线的中

线（neutral）接在一起。你需要通过它们避免地线环路。另外，你还需要几个富余的，因为你的同事们可能会悄悄地拿走。考虑到这个原因，你应该备份几个三插头的。几年前当电工给我们的工作台重新布线时，他们曾经想给每张台子5个电源插座。我坚持要每张台子10个，这在大部分时候也就是刚刚够用。

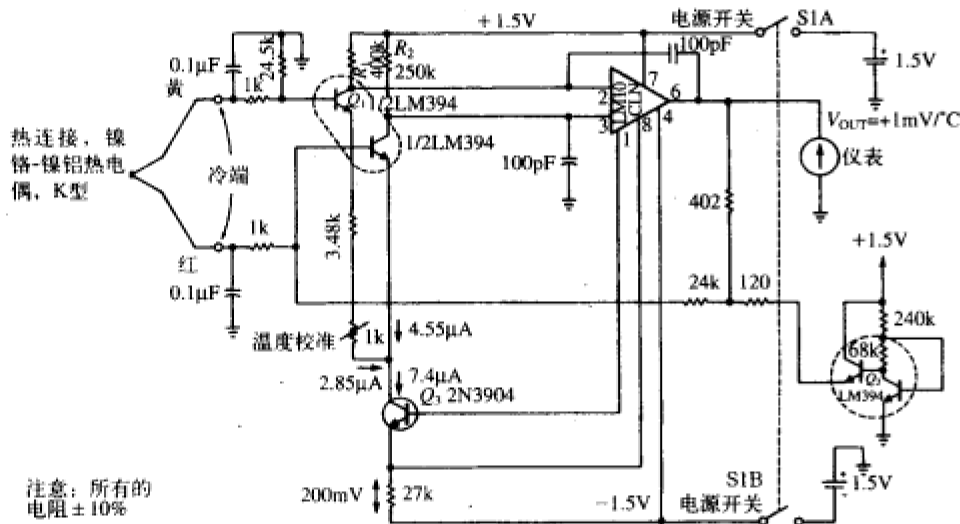


图2-10 由于Q_1两个管子工作在1.6：1的电流比，该热电偶放大器具备固有的冷端补偿能力。Q_1的V_{BE}有12mV+40.8μV/°C的失配。这个失配正好消除了冷端40.8μV/°C的失配。为了取得最好的效果，应该使用4个100kΩ的电阻串联构成R_1，用两个100kΩ的电阻串联再接上两个100kΩ电阻的并联构成R_2——所有电阻都是同一个生产厂家的同一个型号的。Q_2及其周围电路实现对非常低的温度情况的修正，对0°C以上的热电偶并不是必需的。这个电路归功于Mineo Yamatake极好的电路设计

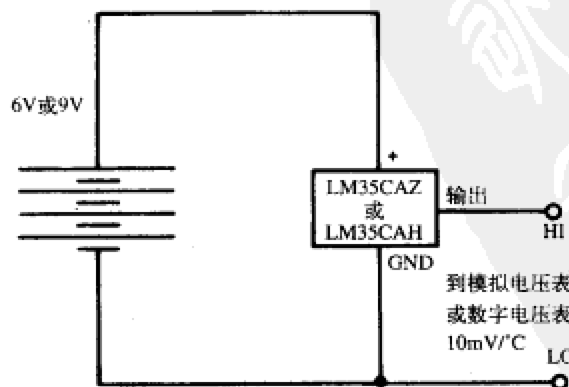


图2-11 LM35CAZ是一个简单的、方便的并且通用的好温度传感器。但是应该清楚用它测量很小的物体或者在温差极大的情况下，它比带有很小导线的微小热电偶给出的测量精度要差

你已经看完了我所列的模拟电路故障诊断所需的基本装备清单。你可能不需要所有这些东西，这取决于你的电路；当然，这个清单并没有包括其他很多你认为很有用的东西，如逻辑分析仪、阻抗分析仪、频谱分析仪、可编程电流泵、电容表和测试仪，以及脉冲发生器等都能够简化各种故障诊断工作。

每个人对什么东西是基本的，以及什么东西对你的特殊情况是必需的，都会有自己的看法。如果你对这个话题提出自己的想法，我将会非常高兴。你可以给我写信，寄到本书“致谢”部分给出的地址。

参考文献

[1] Collins, Jack, and David White, "Time-domain analysis of aliasing helps to alleviate DSO errors," *EDN*, September 15, 1988, p. 207.

25

第 3 章　深入到器件级别：电阻和电感

前面几章我们已经讨论了模拟电路故障诊断的原则，以及完成这项工作所需的工具和设备。可是，如果正在调试一个电路，并且并不清楚是什么原因导致了器件失效，那么很难找到问题的根源所在。因此，本章讨论了电阻、熔断器、电感和变压器，它们可能的失效模式，以及由于器件类型使用不当所可能引发的不被注意的问题。（电容将到下一章再进行讨论。遗憾的是，把它与电阻分开讨论了……）

对电路进行故障诊断通常归结为到无源元件中去发现问题。从设计阶段元件选择不当到元件损坏影响电路性能等都可能造成这类问题。电阻、电感和变压器各自都可能成为故障源。

电阻当然是最基本的无源元件，除去那些极端或晦涩的情况之外，通常很少遇到由电阻本身所导致的问题。我的意思并不是说你永远不会发现电阻出现问题，而是说绝大多数电阻的问题是由于使用不当或者规格设计不当造成的。其他情况多半是电路的其他部分导致电阻损坏，而电阻失效只是一个大问题的表征。

你最终可能不得不去追踪涉及电阻的广泛问题，以便满足工程设计的需要。有些问题看起来很明显。例如，你的电路需要一个10kΩ的电阻，技术人员从抽屉中拿了一个，但是找到的是1kΩ的电阻，并错误地将它插到你的板子上。这个例子说明了实验室中电阻故障的最普遍来源。因此，我要求技术人员和装配人员安装电阻时使它们的值可以很容易地读出。并且在任何时候，如果发现一个1kΩ电阻安装在了应该是安装10kΩ电阻的地方，那么我会去检查在装10kΩ电阻的抽屉中还有多少个1kΩ的电阻。通常会很少。

有时电阻会被标错，有时电阻值会由于老化、过热或者温度循环而发生偏移。最近，我们发现了一批“1%”金属膜电阻，其电阻值在仅仅经过几十个周期由－55°C~＋125°C的循环后就增大了20%~900%。由于这已被证实，因此我们的质保部只允许某些电阻用于超负荷测试板上，并且这些专用电阻还没有被认可。质保部门的人也检测到这种失效模式。

3.1　电阻特性的变化范围很大

为了给你的应用选择最合适的电阻类型，你应该熟悉不同的电阻类型；表3-1总结了最常见的几种类型以及它们的部分特性。对一种应用比较适合的类型可能

对另一种应用会很差。例如，我经常发现工程师在要求稳定性和低温度系数（TC）的情况下选择碳质电阻器。但有时这是一个不好的选择，而使用温度系数最大为50ppm/°C或100ppm/°C稳定的金属膜电阻（如RN55D或者RN60C）可以在相当程度上改善精度和稳定性。在其他情况下，工程师会说："不，我试过金属膜电阻了，但是当我用碳质电阻器时，总的温度系数被改善了。"在这种情况下，工程师依靠碳质电阻器得到一致的温度系数，可以补偿一些其他的温度系数问题。我已经发现并不能相信碳质电阻器具有一致的温度系数，而且也不推荐将其用于要求精度和稳定性的应用中——即使你的确在电路中发现了温度系数有一定的改善。

表3-1 典型的电阻特性

电阻类型	范围*(Ω)	温度系数（±ppM/°C）	寄生效应	成本
合成	1M~22M	高	低	低
金属膜	10M~1M	低	中	中
碳膜	10M~10M	中	中	中
线绕，高精度	1M~1M	低	高	高
线绕，大功率	0.01k~100k	中	高	中
薄膜	25M~100k	低	低	中
厚膜	10M~1M	低	低	中
扩散	20k~50k	高	高	低

* 范围根据制造商的不同而有所变化。

然而，碳质电阻器仍然有其应用的领域。我最近正在审查一个详细解释电路ESD测试所需设备的军事规范。在高压电容放电过程中，要求采用一个高精度的1500Ω电阻作为串联电阻。在这种情况下，可以假设金属膜电阻是适用的；但是，金属膜电阻是通过在电阻的瓷芯上螺旋切割成薄膜制作的（见图3-1a）。在严重过电压的情况下，螺旋的间隙可能被烧毁而使得电阻中通过的电流远远超过欧姆定律所预测的——电阻将开始烧毁。因此，规范中应提倡使用碳质电阻器，其电阻元件是一大块阻性材料（见图3-1b）。这种电阻可以在不发生任何闪络的情况下在短时间内通过大量过载电压。即使仅在很短的时间内输入200%~400%的过载时，金属膜电阻螺旋部分的不均匀发热也可以使电阻变得不可靠。将金属膜电阻串联可以避免这个问题。如果将15个100Ω、1/4W的金属膜电阻串联，每个单独电阻不会出现过电压或者过大功率的情况。

目前碳膜电阻器相当便宜，并且已经成为大部分实验室中最常见的电阻类型。其主要缺点是与金属膜电阻在外观上极为相似，并具有某些类似的特性：碳膜电阻有1%的容差，通常采用螺旋切割制造，而且具有和金属膜电阻同类型的电压过载限制。但是，碳膜电阻器具有更高的温度系数，一般为500ppm/°C～800ppm/°C。

这就极容易将一个温度漂移大的碳膜电阻错误地插入到已计划好的使用金属膜电阻的位置中。千万不要将二者混淆。

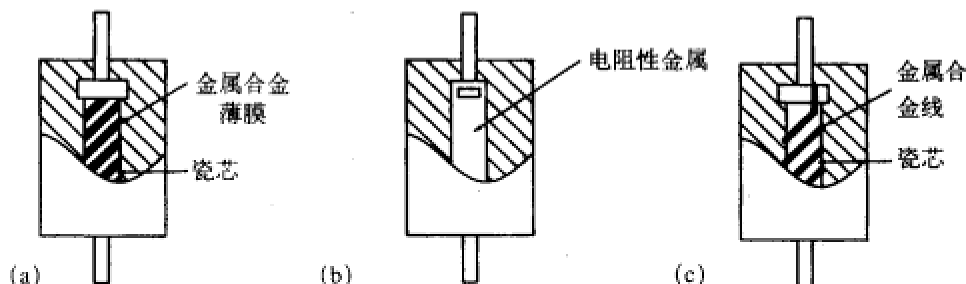


图3-1 通过将沉积在绝缘芯上的金属或碳薄膜切割成一层螺线来制作薄膜电阻（a）。碳质型（b）具有一个电阻性材料的固体芯；通过在绝缘芯上缠绕电阻线来形成线绕电阻（c）

27

另一方面，可以获得显著改善了精度和温度系数的高精度薄膜电阻器。与具有100ppm/°C或50ppm/°C温度系数的常规RN55D和RN55C电阻器相比，这些电阻器具有高达20ppm/°C、10ppm/°C、5ppm/°C或2ppm/°C的温度系数以及高达0.01%的精度。这些电阻可以与小的高精度线绕电阻相比，但是一般来说更小并且（稍微）更便宜。这些电阻也具有比线绕电阻更低的电感，因此也适合于更高速的操作。与绕在线绕电阻线轴上数以百计或千计的线圈相比，薄膜衬底上少量的螺纹所增加的电感是可以忽略的。高精度薄膜电阻也可以由匹配的离散电阻获得，其相对精度和温度系数曲线要优于其他单个电阻。

如果你非常着急且资金充裕，也可以购买单一衬底上的定制薄膜电阻网络。一种更经济的方式是在DIP中使用4、7或8匹配的高精度薄膜电阻。我发现来自部分厂商的这些器件的温度系数要好于1ppm/°C[1]。这些器件对高精度放大器级联和D/A转换器是非常理想的。（一个应用良好的实例可参考图2-10热电偶放大器中的匹配电阻。）而且，当你购买薄膜电阻时，将它们留在带子上。需要器件匹配时，可以断开临近的电阻并且有理由相信它们可以很好地跟踪和匹配。

厚膜电阻通常出现在混合电路中，但是在小的网络中也可以用到。它们由金属陶瓷或其他特定材料制成，并且在被过滤到一个陶瓷基底上以后被烘烤和烧结。其温度系数并不像薄膜电阻那样好，但是由于它们具有好的温度系数曲线，而且相对便宜并易于调整到1%或0.5%，这使得它们更加流行。

传统上，最好且最稳定的电阻曾经是线绕电阻（见图3-1c）。目前，高精度薄膜电阻几乎在任何指标上都可以很好地与线绕电阻相媲美。然而，对于阻值在

1. 例如：Allen Bradley F08B103A；Beckman 694-3-R-10K-A；和Caddock T-914-10k-100-05，在一个8引脚小型双列直插（DIP）封装中，全部由4个10kΩ电阻组成，与50ppm/°C和5ppm/°C曲线匹配到0.05%。

200kΩ和1MΩ之间的电阻来说，线绕电阻更贵，并且只能用在大的封装中。线绕电阻还有一个主要缺点：常规线绕电阻的电感使得其达到快速（亚微秒）稳定时间几乎是不可能的。不过，可以使用一种专用的绕线方式来大大降低线圈的电感。这类电阻在部分厂商的目录中被列为“HS型”。但是我发现有两种不同的HS型：一种类型的电感几乎为0而且大大地增加了内线圈电容；另一种类型具有低电感和低电容并且非常适用于快速稳定放大器。注意，厂商的表述一般都过于简单。

28

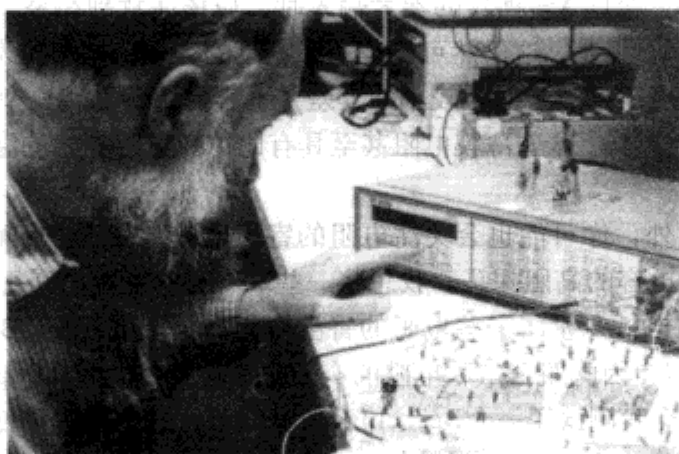


图3-2 Bob使用精心选定的高精度电阻来为一个FET运算放大器的金属线电阻建模（由Steve Allen拍摄）

几年前，在用线绕电阻装配高精度放大器时意外地出现了一个棘手的问题。所有位置的输出都发生了偏移，但是放大器、齐纳二极管和晶体管都是稳定的。是什么发生了偏移呢？最后发现是线绕电阻发生了“偏移”，这是由于错误地使用了一个具有+3300ppm/°C温度系数的特殊的温度补偿电阻造成的。这一类型的温度补偿电阻经常被用于校正晶体管阻塞电路的温度系数，但是它的标识不明显。当将这种电阻放在一个要求低温度系数电阻的电路中时，会花费我们几个小时的故障诊断时间来查明这个问题。

3.2 温度系数要适合应用

扩散电阻一般用于集成电路（IC）中，具有某些奇怪的特性。它们的温度系数高——大约+1600 ppm/°C——并且包含一个非线性项或者平方项。因此，在高温时阻抗快速上升，而低温时阻抗则降低。这些电阻中的一个次要细节非常有用：它们以接近±1ppm/°C的速率依轨迹运动。由于在单片集成电路中匹配这些电阻装置或电阻对非常便宜，所以在IC设计中其应用很流行。不过，如果不设计IC，可能不会经常遇到扩散电阻。

很多集成电路，例如D/A转换器和电压参考，由片上薄膜电阻（硅铬合金或镍铬铁合金）制成。和大多数其他类型的电阻相比，这些电阻的温度系数稍低，为50ppm/°C～350ppm/°C，并具有相近的精度比、较好的长期稳定性、较好的温度系数轨迹以及较低的“电压系数”非线性。最后一项是指当电阻上通过大的电压降时所发生的欧姆定律中的非线性，该现象在任何高密度的大值电阻和小值电阻中都很普遍。

29

因此，当驱动一个D/A转换器的参考输入时，应该注意到在整个温度范围内，R_{in}只会偏移1%~3%。但是，这仍然可能是一个宽泛的容差范围，因为在IC生产中，在“方块电阻”或电阻系数上保持较小的容差并不容易。例如，典型的D/A转换器的R_{in}指标为15kΩ±33%。这些薄膜电阻甚至具有比扩散电阻更好的温度系数轨迹，通常优于1ppm/°C。

除温度系数之外，你可能也会关注电阻的寄生电容。最近（回顾第2章），我正尝试构造低寄生电容的高阻探头。我想将一些2.5MΩ的电阻串联得到10MΩ。用我们实验室的阻抗电桥测量了一些电阻的寄生电容。单个的Allen-Bradley碳质电阻具有0.3pF的电容，因此四个串联电阻的有效电容会降到将近0.08pF——这并不坏（见图3-3）。然后我测试了一个Beyschlag碳膜电阻，它的电容稍低，为0.26pF。

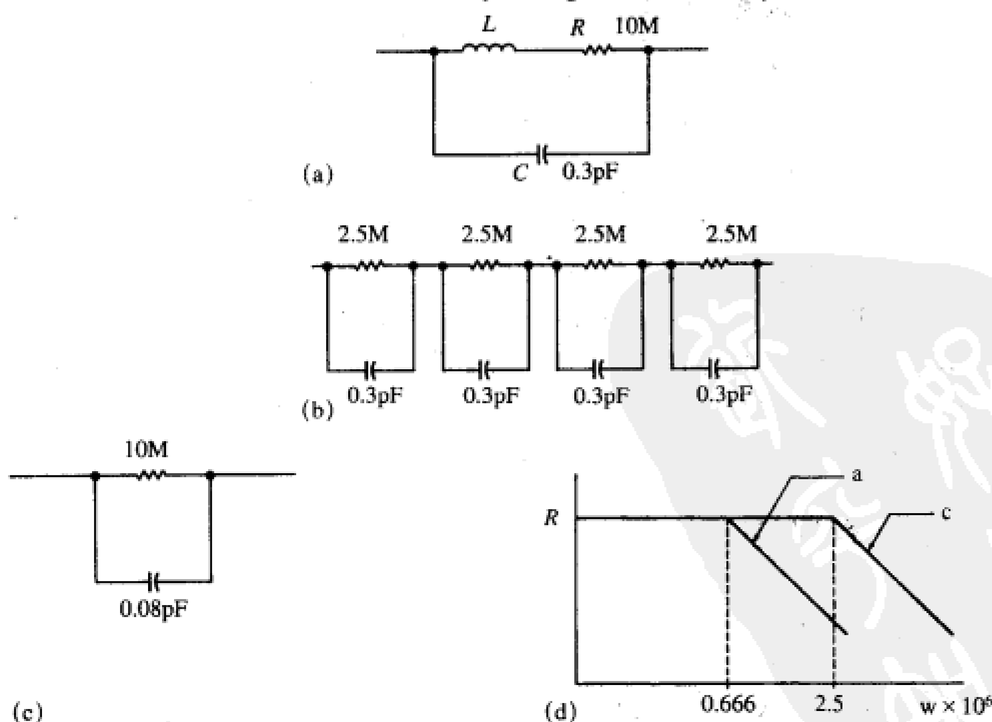


图3-3 通过采用图（b）中所示的多个电阻串联的方式（假设电感可以忽略），可以降低单个电阻的电容（a）。这种串联电阻结构的电容为单个电阻的1/4（c）并且如（d）所示扩展了电阻的频率响应

Dale RN60D的电容是0.08pF，四个串联以后的电容就小到几乎不可测量了。

说某些电阻类型（薄膜）的寄生电容一般比其他类型小，是不恰当的。然而，重点是，如果你需要低寄生电容的电阻，就可以将低阻值的电阻串联；而且如果评估一下几个不同厂商的电阻，就可能会有惊喜的发现。

3.3 可变电阻和电位计

到目前为止，只讨论了固定电阻，还有很多种类型的可变电阻，例如微调电位计、电位计和可变电阻器。这些电阻器由很多不同的电阻成分制成，例如碳、金属陶瓷、导电塑料和导线。对于固定电阻，要小心便宜的碳质电阻，因为厂商会在数据手册中避免提到其较差的温度系数。这些碳质电阻在作为可变电阻器时具有较差的温度系数，但是在用做可变分压器或电位计时可能具有较好的温度系数。最近我调试了一个旧的运算放大器，其失调校正电位计的范围为100mV。连续运行4个小时以后，放大器的失调保持优于±10μV。对于碳质电位计而言，具有±0.01%稳定性！另一方面，某些金属陶瓷电阻具有很多优越的特性但是不推荐在涉及很多滑动周期（wiper cycle）时使用。例如，金属陶瓷电阻在收音机中就不适合用来控制音量。

可变电阻的主要问题是分辨率，或者说“可设定性”。一些可变电阻宣称自己具有无限的分辨率；但是，如果在可变电阻的两端加2V的电压，并且试着将滑动电压微调至任意毫伏或者每一毫伏，就会发现有些电平是达不到的。“无限分辨率”不过如此。根据经验，好的电位计分辨率通常可设置为0.1%，或者在前面的情况中改成每二毫伏。因此，期望0.2%的可设定性是比较保守的。

好的设定性不仅包括可以将滑片设置在任意位置，也包括使其稳定在那里。但是，我仍然发现人们会注意那些宣称自己具有出色稳定性优点的多线圈电位计。下次你需要非常稳定的电位计时，评估一下多线圈电位计和单线圈电位计。将每个电位计都设置在想要的值，用一支铅笔轻拍这些电位计，并告诉我哪个稳定。我希望是多线圈电位计稳定，但是不管它是线性布局还是环形布局，都会比单线圈电位计差2~4倍，因为单线圈电位计的机械布局更加稳定和平衡。有没有人知道多线圈电位计在哪方面有较好的例子呢？尽管那些卖多线圈电位计的人仍然无聊地就含糊其辞的术语“无限分辨率”吹牛，但是在这个陈述被首次发表一年以后，没有人曾经试图提出相反的说法！ 30

3.4 不要超过电位计的额定电流和电压

可变电阻怎么会失效呢？如果在滑片及其一端之间接一个恒定电压，并将电阻调小，这就会超过滑片的最大额定电流并很快损坏或者烧毁滑片触点。要注意

大多数可变电阻的额定功率是基于功耗均匀地分布在整个元件上的假设的。如果要求元件的一半消耗器件的额定功率，电位计可能会持续一小会儿。但是，如果要求元件的四分之一消耗同样的功率，电位计就会很快失效。例如，很多年前，当时仅有的欧姆计在1Ω电阻上最大流过50mA电流。50kΩ时，10线圈的高精度电位计（考虑其价值为$20）作为欧姆计测试其输入检测，测试技术员将电位计调到一端，此时50mA足够烧毁脆弱的线绕材料，然后他会在自己的报告中写电位计失效了。这是一个多么没有说服力的输入检测方法呀！

31

某些微调电位计不适用于通过滑片传送任何有意义的直流（DC）电流。这些直流电流（甚至1μA)都可能导致电迁移、开路或噪声、不可靠的滑片效应。其他微调电位计被断定为具有更好的可靠性，如果只有少量的电流（至少1μA）流过滑片，就足以预防“干失效”。碳质电位计不会由于上述任何一种失效模式而退化。如果对最中意的用于可变电阻器的微调电位计有任何疑问，你或者你的器件工程师可以向电位计厂商询问。

如何发现电阻器的问题呢？最显而易见的方式就是靠自己的直觉。一个电阻快要坏掉的时候，一般都会很热，而且有时强烈的石碳酸气味会让你直接找到受损器件。要小心不要烧到手指。你也可能会遇到电阻实际并没有损坏，但是不工作的情况。有时好像是电路的问题，使用了错误阻值的电阻是最简单的解释。因此，测量怀疑的电阻，而90%的情况是电阻很好——通常问题是在其他地方的。电阻通常不会自己失效。其失效往往是晶体管或者电路失效的表征；如果只是更换电阻，新的电阻仍会烧毁或者出现同样的奇怪特性。

在我们的实验室中，如果任何人闻到“过热电阻”的味道，他一定知道我们知道是什么原因。通常，在我大声问“谁的电阻过热？”的时候，一个工程师或者技师就会腼腆地说，“我只是在烹饪我的电路……”。但是有时会是一部分没有照顾好的装置出现故障，然后我们将很快关掉它的电源或者最好去拿一个灭火器。

如何检测电阻错误呢？如果没有办法，可以断开电阻一端并实际测试它的阻值。通常很容易测量网络中$I \times R$的压降并推出是哪个电阻，如果有的话，似乎是阻值错误。如果怀疑一个电阻对温度特别敏感，可以用烙铁加热或者冷冻降温来观察这个效应。在一些固态电路中，信号是电流，所以不能简单地用一个电压计探测电路。这种情况下，可以进行隐含测试来确定是不是电阻有问题。另外，要记住电流的潜通路经常会引起和坏电阻一样的效应。

试图精确测量电阻时，应该知道即使是最好的欧姆计（甚至那些四线连接的并且DVM上数字位数较多的）也不能得到与你通过使电流流过稳定的参考电阻R_{REF}然后通过R_X以及相应的电压所得到的精度或分辨率一样好。对于低阻值的电阻更是如此。如图3-4所示，也可以完全控制流过R_X的电流量。

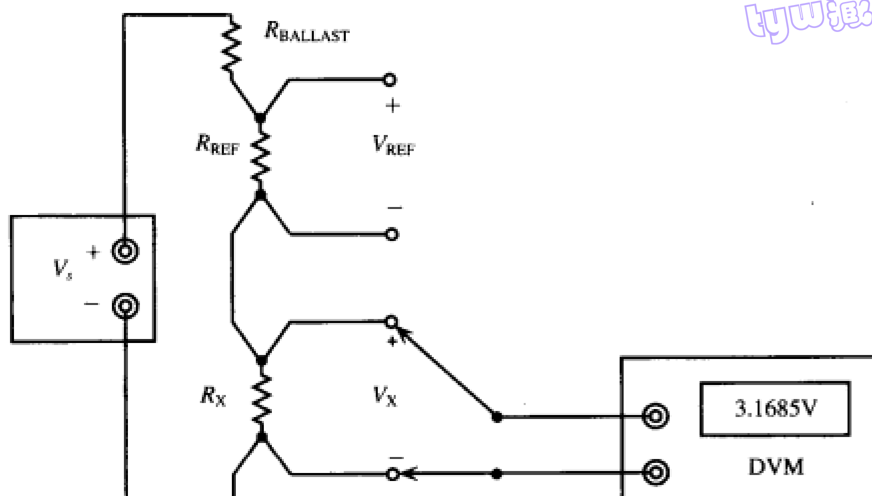


图3-4 如果采用好的电位计来测量V_{REF}和V_X，并求其比值，可以得到比在欧姆计模式下更精确的R_X

3.5 小心已损坏的器件

已损坏的电阻也可能是问题的来源。一个已坏的电阻可能有噪声或者是断路的。电阻因为功率过大而过热时，例如一个1/4W电阻中出现2W或3W，就可能会趋于“开路”失效——它们可能会出现裂缝，但是不会出现阻值变低或者短路。如果被尘土或者指纹接触，高阻值电阻（10^8～$10^{12}\Omega$）的精度或稳定性会严重降低。小心操作和清洁对这些高阻值电阻和高阻抗电路来说是很重要的。 32

所有的电阻都会出现的一个问题是热电效应：电路中的一个EMF产品由两种不同金属组成，而它们的这两个连接在不同的温度。在高精度电路中，应该避免热梯度现象，这可能导致重要电阻出现大的温度差。例如，不要像老式晶体管收音机那样将高精度电阻一端竖立——只要有任何功耗，就有可能一端比另一端热。很多高精度线绕和薄膜电阻具有较低的热电效应系数，其值在0.3μV/°C～1.5μV/°C之间。但要避免使用氧化锡电阻，它可能会有高达100μV/°C的热电偶效应。如果要在重要应用中指定电阻，而此时热电偶误差会使电路的性能下降，那么要向生产厂商询问。

因此，应该看到电阻会引发极具挑战性的故障诊断问题。与其每次都重新研究，不如向有经验的人学习。

3.6 电阻何时不只是电阻

答案是其作为熔断器时。显然，当一个低阻值的电阻流过很大电流，并且“开路”失效时，这有时是一个有用的功能，并且因此数百万美元的熔断器产业使

我们免于诊断故障。但是熔断器本身会引发一些小问题。它们并不总是严格地在我们希望的时候熔断。如Ian Sinclair在他的*Passive Components——a User's Guide*[1]一书中提到，"如果你认为1A的熔断器会在电流超过1A的时候烧断，那么你在选择熔断器时肯定没有认真考虑过。"[1]熔断器一般都能长期负载它们的100%额定电流，大多数都能在几个小时内负载120%。即使是快速熔断的，在过载为10倍的额定负载下，熔断速度也不会快于10ms，或者过载2倍时不会超过100ms。如果购买具有快速熔断时间的新的额定半导体熔断器，就能够得到较快的响应。如果你团队中的某人—— 一个器件工程师或者老前辈——能够帮助你在熔断器列表中找到正确的信息，你就可以节省很多时间。没有任何帮助，你可能无法找到来自熔断器制造者的目录，或者找到了也不能确定。在你熟练使用它们之前，会不太清楚各种各样的额定曲线。

33

你可能不经常使用熔断器——现代的固态电路具有很好的电流限制和热量限制，因此并不是每天都需要熔断器。所以在你真正发现熔断器的时候，可能会很惊奇。低电流的熔断器很温和——阻性的。有些熔断器会无缘无故失效，如我的干衣机中的那个熔断器每3~4年会坏一次，这使我的妻子不知所措。最后，我将征兆都写下，因此，任何时候如果熔断器坏了，机器不热了，我们至少可以节省识别征兆的时间。最近我的微波炉不工作时，我有些担心，因为它后面的标签上写着，"内部无耐用器件。"当我打开它的时候，里面有一个熔断器夹头夹着熔断的熔断器。在去了几个电器商店没有买到后，我又去了一个无线电室。他们那里有，而且我意识到，我应该先去那里。我换上了熔断器，并打开电源——熔断器是因为有意义的原因（good reason）烧掉，还是由于旧的熔断器已经老化了呢？因为新的熔断器工作了几个月，所以应该就是老化失效。

大多数熔断器的额定电压为115VAC或230VAC，但是在直流时不超过32V。这是因为交流电流留出了电弧消失的时间，这在直流中不会发生。因此对于高压直流，答案就不这么简单了。一些电路断路器的额定值高达65VDC，但这常常是不够的。从Heinemann[2]可以获得的是，电压额定值高达125VDC的CD系列和额定值更高的150V的GJ系列。

电路中另一种整流方案是在直流电路中放置感应线圈，而将断路器接到交流电路中。如果你只有一个120V的蓄电池电源，这个方法是没用的。

目前，高性能的MOSFET可以用于构建较好的高电压大电流开关，因此可以构造自己的高速关断开关，由过电流启动——熔断器的一种电子等效物。我构建了一个开关——但第一次它工作得不太好，FET烧毁了。第二次，我还没有真正

1. Mr. Sinclair的书中有很多好的信息，涉及所有种类的无源器件，我非常推荐——更多信息见参考文献[1]。
2. Heinemann电气公司，P.O. Box 6800，Lawrenceville，NJ 08648.（609）882-4800。

放弃它，并且当我有时间时，会让它能够工作。当它能够运行时，我会在所有人都能看见的地方发表：固态熔断器的等效电路可以处理高达200V的直流电压。

同时，如果在一个直流电源中需要熔断器保护，只需将一个熔断器放在变压器的第二级即可，这样它就能观察交流电流和交流电压，而不是直流。

3.7 电感和变压器并不简单

电感和变压器比电阻更加复杂——它具有普遍的非线性。它们的磁心有很多不同的形状和尺寸，从圆形的到桶形的，从棒条状的到迭片结构的。磁心的材料可以是空气、铁或者任何铁氧体。我并不打算讲述如何设计一个电感或者变压器，或者如何用它们设计电路，而打算讨论使用这些器件可能会遇到的各种故障。例如，磁心的材料可能很好，但是磁心中有空气间隙但没有很好地控制间隙的宽度，这样一来能量存储和器件的感应系数就会变化很大。如果用了错误的材料，故障就会发生改变；电感表或者电阻桥可能会有用。但是即使有这些工具，你也不会感到轻松。

34

对于大多数铁磁心的电感和变压器，最好先确定测试条件——用于测试器件的测试工具的交流电压和频率——并且，非常接近这些器件在实际中的应用。如果你没有预先注意这些问题，电感测量在很大程度上会出现严重错误并使故障诊断工作受阻。作为不正确测试条件的结果，你可能遇到的情况包括电感看起来具有很低的饱和，以及降低电感Q值的磁心损耗。对于变压器，一定要理解测试的是器件等效电路中的哪一个电感。

3.8 等效电路揭示变压器的神秘

作为“T”型网络（图3-5a），可以用匝数比N来表示变压器。N等于N_1/N_2，其中N_2是第二级的匝数，N_1是第一级的匝数。不过，如果要测量变压器，记住图3-5b中的等效电路是很有用的。例如，如果使端口C和D开路，测量到的端口A和B之间的电感会相当大，但是如果将C和D短接在一起，测量到的电感就很小。在第一种情况下，测量到的是互感加上初级的漏电感。但是与互感相比，漏电感通常是非常小的，因此在第二种情况下，测量到的是初级的漏电感加上反射的第二级漏电感。

在使用电感或者变压器时，必须考虑电流：在任何变压器或电感中，磁通量与电流成正比，而电阻损耗与电流的平方成正比。因此，要保证有一些电流探头，以便可以观察电流波形。毕竟，观察到的一些很奇怪的、难看的、最不理想的波形是和电感相联系的（特别是在开关模式稳压器中……）。

在没有测量电感的仪器的情况下，将电感和一个已知电容并联构成一个并联

谐振环路。如果使用高阻电源给这个电路提供一个电流脉冲，通过振荡频率和电容可以确定电感的值：$f=1/(2\pi\sqrt{LC})$。如果在示波器上看电感的波形，可以将你得到的波形和一个已知的好电感的波形相比。该技术对于检测短路线圈也很适用，可以将电感减少到接近零。L表和相似的Q表有助于确保一个好的电感不会由于饱和而损坏。

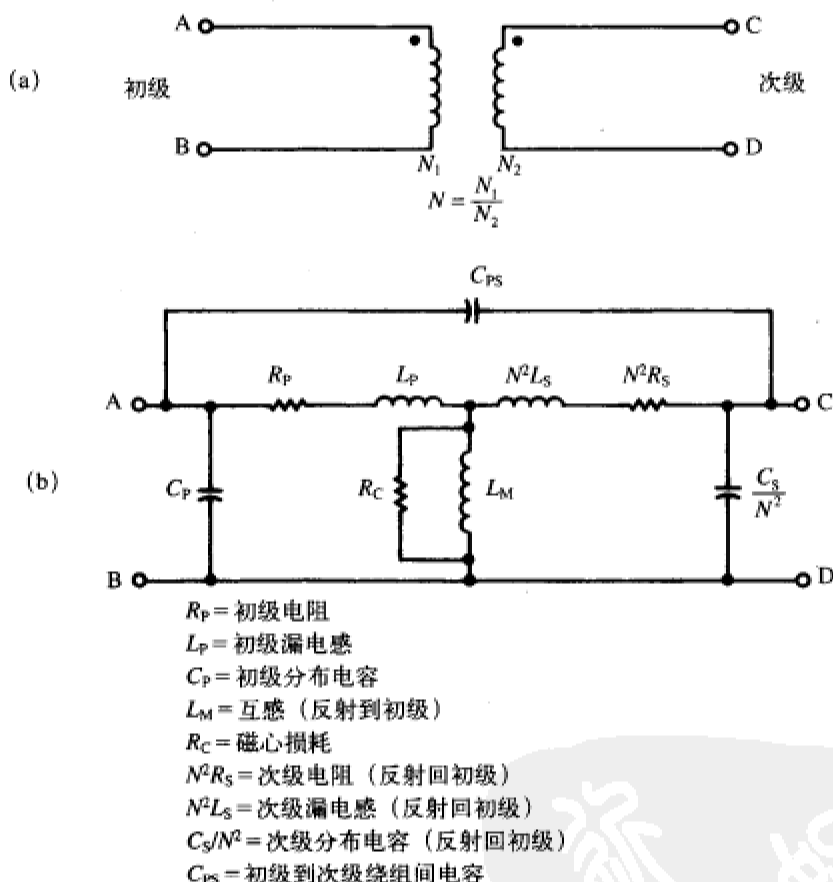


图3-5　(a) 在大多数情况下，可以用匝数比代表变压器。(b) 如果要测量变压器的特性，应该记住其等效电路。考虑每个元件的特性会有助于理解测量结果

很难置信，饱和可以永久地损坏一个电感。一些铁氧体环形磁路通过工作在材料磁性曲线的特性点来得到它们的特殊磁性。铁心的饱和会使工作点移动并且严重地改变铁心的磁性。能够使材料回到初始工作点的可能性小到几乎不存在。在其他情况下，由于提供过量电流，会使得铁心的温度增加到使铁心的磁性发生不可恢复的程度。不考虑引起损坏的机械原因，应该像我曾经做过的那样——将电感用结实的包装纸装好以使没人对它们进行输入检验测试。

35

Bob Widlar有一个好的解决方案。他让输入检测技师数出引线的数目（不做任何测量，只是数出引线的数目）。如果他们理解这个说明，就有可能不会破坏变

压器。

如果绕线选择很小的线尺寸，线上损耗就过大。可以用欧姆计测量绕线电阻，或者测量线的厚度。但是如果线圈的数目错了，最好还是用L表检测一下错误——记住$L \propto N^2$。使用欧姆计测量变压器和电感时要注意——某些欧姆计输出数毫安的电流，这可能会使你测量的器件饱和，至少暂时改变其特性。应该选择输出电流小的欧姆计。

3.9 保护晶体管免受电压反冲

电感或继电器线圈存在一个对磁器件无害的故障，不过会对与其相关的器件有破坏：在用晶体管通过电感流过很大电流并随后关断晶体管的情况下，来自电感的“突变”会产生能够破坏或毁掉任何晶体管的足够高的电压。可以通过接上一个合适的缓冲器来避免这个问题，例如二极管、RC网络、齐纳二极管，或者这些器件的组合，隔开电感以吸收能量。缓冲器的使用很显然是一种预防，每年我都会发现没有夹子保护晶体管的继电传动器。这可以暂时保护晶体管，但不能长久保护。 [36]

微型电感被称做磁珠。它们具有与小球状的旧珠宝相同的大小和外形，可以由多种不同的铁氧体材料制得，而且它们只有1、2或4圈的绕线空间。磁珠经常用于快速晶体管的基极或发射极，以防止振荡。磁珠不仅可以用做电感，也可以在高频中产生损耗，因此振荡衰减。通常，磁珠是根据经验，直觉地进行选择的，因此这方面经验丰富的设计者会猜得很准。这个主题我还没有在任何书或杂志中讲过（除了可能偶尔的一句话）。你将不得不拿着一盒子的铁氧体磁珠来不断地进行测试。

变压器通常和电感一样受相同问题的影响。此外，匝数比可能是错的，或者线圈极性可能不对。并且，如果你处理绕线的技巧很随意，线圈之间的绝缘性可能不好。大部分铁氧体材料是绝缘体，但是某些是导电的。因此，如果你设计了一个初级和次级绕线是环形对边的环形变压器，并且撕掉了磁心的绝缘层，初级和次级之间就不绝缘了。如果绝缘层不够好，就需要在磁心上再包一层。

幸运的是，在已知良好的变压器和有问题的变压器之间进行比较是很容易的。如果向两个变压器的初级提供相同的输入，就很容易得出次级是否匹配、绕线错误或连接反了。如果担心输入全线电压来测量变压器上的电压，不用紧张——初级可以用函数信号发生器产生的几伏信号（最好和一个电阻和/或电容串联，以防止饱和或者过载），并仍能观察不同线圈的行为。

两个普遍的问题会影响电力变压器。第一种发生在有大的电容滤波器和大型高效电力变压器的情况下。当打开线路功率开关时，突然流入的电流偶尔会烧坏熔断器。你可能会安装一个额定值高一些的熔断器，但要保证熔断器的额定值不

会太高以致于不能提供保护。一种替代的办法是可以选择次级阻抗极低的变压器：使用更小的线进行绕线或者在次级串联一个小电阻。

另一种方法经常用在电视机中，可以在线路功率路径上安装一个小的负温度系数电热调节器。电热调节器初始时有一个正常阻值，因此冲击电流是有限的。但是随后电位调节器会很快变热，而且其电阻会降到一个可忽略的值。所以，在一小段时间以后，电路的效率会相当好。如果电路是一个开关模式电源，控制IC会从“软启动”模式启动。在这种模式下，IC确保开关不会通过极限电流以试图快速给输出电容充电。不过，在使用电热调节器限制冲击电流时必须提供警告：在电热调节器冷却之前，注意关闭输入电源，然后再打开它。热的电热调节器是低阻的，会对限制电流失效；因此，可能会再次烧毁一个熔断器——或者一个稳压器。

线路变压器的第二个常见问题发生在输出滤波电容较小的时候。在旧的LM317和LM350数据手册中曾经表明，一般对电池充电器只使用10μF的滤波器。前提是变压器的次级电压每隔8ms降低，这对于稳压器饱和无害。这个前提是正确的，但是我们偶尔会发现失效的稳压器，它在打开电源的时候被烧毁。

37

经过大量研究以后，我们发现了变压器中的问题：如果线路功率开关在周期内错误的时间被准确关闭，变压器铁心中的磁通量会被存储在很高的水平。然后，如果线路功率开关再次在周期内错误的时间被准确连接的话，变压器中的磁通量会继续增大直到变压器饱和并在次级产生70~90V的电压冲击。这个冲击足以将稳压器毁坏。解决方案是安装至少1000μF的滤波电容，而不是只有10μF。这一变化将失效率从0.25%几乎降到0。

另一个问题出现在将LM317用做电池充电器时。当充电器的输出被短接到地时，LM317开始流过很大的电流。但是，变压器的电感持续提供越来越大的电流直到LM317达到电流限制并不能再流过更大的电流时。此时，变压器的次级电压意外出现一个很高的电平并烧毁LM317。加入1000μF的缓冲器可以解决这个问题。

3.10 像电阻一样，电感可能过热

如何检测出坏的电感或者变压器呢？我们已经讨论过一些能够导致电感的电感值或Q值低于正常值的机制。同时，和电阻一样，可以闻到电感严重过热时候的味道。过热可能由一个失效的磁心、短接线圈、错误的绕线规格，或任何其他导致损耗增加的因素产生。开路线圈很容易用欧姆计测量，因为从初级到次级可能出现短路。如果两个变压器绕线的方式变了，除非你在接近实际应用的电路中测试这个器件，否则你是不会发现的。不过，如果你给两个变压器输入快速脉冲，也许能够看到一些差异。绕线方式的改变（即使是顺时针方向与逆时针方向的变化）都可以引起变压器性能和可靠性发生巨大变化。

紧密耦合的绕线（双线的和双绞线的）与初级和次级隔离很好的绕线相比，具有更好的磁耦合并且漏电感较小。由于改善了磁耦合，线圈之间的电容增加了——但是在变压器中，线圈之间的高电容一般是不受欢迎的。有经验的变压器设计师会衡量所有的折中并知道很多的设计技巧——例如使用专用的pi绕线和绞合线。通常，你知道这些专用技术是很有用的，如果你向变压器设计师请教这些问题，就会发现他们会有很多你想像不到的技巧。

最近我读到一个工程师设计了一个导磁合金制成的一流的屏蔽罩。不过，这个屏蔽罩很难安装，因此技师必须用锤子将其敲上。在工程师使电路工作时，屏蔽罩就像不存在似的——好像护罩是用纸板做的。经过很多研究，工程师们发现导磁合金（每15ft²2美元，和一个2美元的钞票一样）经过锤打已经成了完全无价值的材料。回顾过去，工程师必须承认，导磁合金在购买时就明显标识着小心不要折叠、弯曲或者锤打。所以要记住，在电子学的任何领域，有关电感和磁性材料的问题就可以使你愁白了头。

38

3.11 考虑磁场效应

最近的一个问题说明了电感设计的弱点：应用工程师已经设计了很多DC/DC转换器，用于产生5V电压以及输出各种不同的电压，例如直流+15V和－15V。一位工程师用最便宜的器件构造了一个转换器，包括一个价值16美分的300μF的缠绕在铁氧体磁棒上的电感。另一位工程师构造了相同的基本电路，但是他使用了价值几乎1美元的环形电感。每个工程师都对他们的转换器进行了全面的估计，两种设计都能很好地工作。然后工程师们交换了电路测试板。装有环形电感的转换器数据是可重复的。但是，在比较便宜的转换器上不能获得可重复的测量结果。经过几个小时的测试后，工程师们发现棒状电感向临近区域辐射很多磁通量，使得所有的交流电压和电流测量受到影响。而对于环形电感，磁通量几乎保持在芯的内部，没有测量的问题。最后，工程师们得出了结论，他们可以告诉你如何构造一个可能最便宜的电感，但是附近的任何电路将受到如此大的磁场影响以至于转换器可能会失效。

我在做一个复杂的高精度测试箱时，并不试图在主箱中设计电源，因为我知道即使是最好的功率变压器的磁场也会影响噪声测量，并且来自变压器和稳压器的热量会降低仪器的精度。因此，我在3ft电缆的端点做了一个分离的电源箱，热量和磁通量就从高精度电路中消除了。

参考文献

[1] *Passive Components—A User's Guide*, Ian Sinclair, Heinemann Newnes, Halley Court, London, England. 1990, p. 225. Order from Butterworth-Heinemann, 80 Montvale Avenue, Stoneham, Mass. 02180.

39

第 4 章 深入到器件级别——电容器问题

前面的章节已经描述了优秀的模拟故障诊断的思想、成套的测试设备以及电阻、电感和晶体管的必备知识。接下来，我们来揭示经常被低估的一类器件的秘密，这就是电容。大部分你所需要知道的有关电容问题的故障诊断都不在任何一本书上，它甚至也不在数据手册中。

电容非常重要。我们认为电容和晶体管一样都是无源的。但如果你对一个真正的好电容进行充电，比如将47μF的聚丙烯电容充电到10V，然后放置两周，你会发现电压并没有下降20%或者甚至10%那么多。这个电容所储存和保持的电量可以供纳瓦级功率的电路工作几个小时，或者让LED点亮一小会儿。将具有这种特殊性能的器件称为“无源的”是有点不太公平！

普通铝制电解电容最常用于电源的滤波和旁路。在过去的电子管时代，电解电容通常用于150V、300V、500V或更高电压。这些旧的电路存在一些基本问题。首先，如果电容上的电压远高于350V，该电容的可靠性就没有工作在350V以下的那么好。而且，如果一台旧的设备已经很多年没有上电，则建议采用AC电源通过可变变压器逐渐增大电压，以便有机会“形成”电解膜。如果你直接加上全部的电压，这个旧电容可能会失效。当然，如果你加高压，也可能会失效。

在这点上，我应该提醒你，当工作在高压电路时，只用一只手去探测，而把另一只手放在口袋里。避免你的身体在任何地方接地，并且站或坐在任何用干燥材料做成的绝缘板上。这些警告可以提醒你避免因电击而严重受伤。当我开始从事高电压电路时，我把一个氖灯和一个100Ω的电阻串联到高压电源上，作为这个电路的电源电压高于15V的一个发光提示。我的意思是，任何时候我都会用手指去碰低压电路，但当我看到发光的氖灯时，我会立即停下来。

当你在满量程电压下操作高压电源之后，如果你关闭电源，并出于安全的考虑，使用几百欧的电阻使滤波器短路，那么你要小心了，因为几分钟后，电容上的电压可能回升到60V或80V，从而让你被电击。放电电容的部分恢复电压是由于“吸收”或电介质吸收而引起的，引起电容的电介质将“记住”它刚刚曾经充电达到的电压。在高压设备中，在每个高压滤波电容器上都跨接一个几千欧姆的2W电阻是比较明智的，因为这样可以持续泄放电荷并减小电击的可能性[1]。

有关旧电子管设备最后的问题是热量可能会烧干电容的电解液，从而导致其电容下降。有关这一点可以通过各种信号和非稳压电源的输出电压上出现的纹波或“嗡嗡声”得到证明。我已经提出了影响旧设备的问题和弊病，因此你应该在

新设计中考虑它们。

在现代电源设计中，选择在各种温度和频率条件下有效串联阻抗都低的滤波电容是十分重要的。否则，有效值（rms）滤波电流乘以串联阻抗的电阻成分可能导致过大的自热。并且，如果热量不能从电容中散发出去，温度将上升，并且造成过早失效。过多的热量是电解电容器可靠性低最常见的原因之一。

例如，在120Hz下，该频率是流过滤波电容的纹波电流的频率，该滤波电容接在工作于60Hz AC电源的全波整流器之后，部分生产厂家额定它们的电容为每1000μF通过2A rms的电流。因为当DC输出为1A时，电容上的电流接近2A rms，这一额定值与凭经验的常规全波桥式整流器是一致的：对每1A的DC输出提供至少1000μF的滤波电容。在20kHz或40kHz下，这个频率是许多开关电源滤波器上的纹波电流的频率，电容将会有极大的串联电阻成分。所以，1000μF的电容器不适合去处理甚至1A rms的电流。如果你坚持在开关电源中使用额定120Hz的电容器作为滤波器，你就可能不得不向电容器生产厂家寻求非额定的数据或建议。

当然，如果你装了相反极性的电解电容，并接到电压上，可靠性会变得极差，而且失效模式将可能变得很严重。所以，使用大电源以及存储大量能量的大滤波电容器时请多加留意。戴具有安全镜片的护目镜进行保护，这是因为你注视在大能源下的电容器时它可能会发生爆炸。事实上，我的一位好友指出即使是几个微法的6V电解电容器，如果你将6V DC接错极性或将6V AC接上的话，其爆炸的威力，可能会像散弹猎枪发射时那样剧烈。所以，再说一遍，一定小心留意电解电容器的极性。

4.1 无极性的电容可能是负担

你可以买到铝或钽制造的无极性电解电容器。它们比普通的极性电容器更大，并且更贵，所以极少采用。但是，你是否曾见过最近推向市场的三引线电解电容器？中间的引线是正极，其他引线是负极。该配置不仅提供更低的电感，而且允许你以两种方式将该器件插到电路板上——并且两种方式都对——没有哪种是错的。

钽电容器具有许多与铝电解电容器相似的特性；并且，你额外多花些钱，可以获得更低的泄漏电流和更低的串联电阻成分。设计师们经常尝试用钽电容和高值电阻来对电路进行微调。但当他们尝试购买钽电容，其足够低的泄漏电流每次能使电路正常工作时，他们会生气地发现没有人对销售这类器件感兴趣。当然，如果你是钽电容的生产商而且有人要求你测量泄漏电流时，你也会拒绝他，因为测试起来太难了。尽管这些泄漏电流一般都很低，但没有人愿意在生产中测量它，更不会在器件使用期内对其提供保证。

41

缠绕膜和叠层膜的电容器覆盖范围很广，从小的信号耦合电容器到大的高功

率滤波器。不同的电介质是其最关注的要素。通常，设计师安装聚酯电容器（技术上，聚对苯二甲酸乙二醇酯通常称为迈拉（Mylar），这是杜邦公司的商标），并且想知道为什么电路温度上升，电路中的某些东西就漂移了2%或3%。漂移的东西可能就是聚酯电容；它的600ppm/°C~900ppm/°C的TC是金属膜电阻的10倍。

如果你放弃聚酯电容而转向聚苯乙烯、聚丙烯、特氟隆（Teflon，也是杜邦公司的商标），TC变得更好，大约为－120ppm/°C。聚苯乙烯、聚丙烯有更低的泄漏电流和更好的电介质绝缘性——几乎和性能最好的特氟隆一样好[1]。但是特氟隆比其他类型的贵很多，而且封装尺寸也更大。使用聚苯乙烯时应小心，它的最高温度是+85℃，所以你可能在常规的波峰焊过程中损坏它，除非你采取特殊的预防措施来避免电容过热。聚碳酸酯、聚砜树脂、聚亚苯基有+100ppm/°C良好的TC性能，它们的名字听起来似乎很不错，但实际上，它们的吸收很差。玻璃和陶瓷听起来像是有很好性能并且有出色电介质吸收的电介质。但它们并不是，根本就不好。多年以前，缠绕膜电容器是用油纸制成的，但是除非你使用很古老的收音机，否则你将看不到它们。它们的质量很差，只适合于低保真度收音机下的音频耦合。

4.2　又是箔片

现在让我们讨论聚酯箔片电容和金属膜电容之间的区别。聚酯箔片电容是由交替的薄膜和箔片层制成的，这里精致的薄膜和箔片层由一对几十密耳（$1mil=2.54\times10^{-5}m$）厚的膜构成。这种结构使它成为在名义上价格和大小都很好的电容。而金属膜电容是由很薄的聚酯片组成的，是在很薄的聚酯层上沉积金属的。这种结构对于给定的电容值和额定电压来说，可以用更小的面积实现，但是沉积的金属如此薄以至于承载电流的能力比箔片电容的金属小很多。这有利有弊。如果在金属聚酯电容的塑料膜上的针孔很短，在针孔附近的金属层将会通过高电流密度以使它像熔断器一样熔断或是“清除”短路。

多年以来，在电子管电视机中金属聚酯电容十分流行，这是因为它们小且便宜，这些金属聚酯电容可以从针孔缺陷中多次恢复。但是，在低电压下，电容中贮存的能量通常不足以清除缺陷。因此，在低电压下电容的可靠性比在其额定电压下要差很多。你可以在100V的电视电路中安全使用便宜的、小型的金属聚酯电容，但不能在2V的电路中使用。幸运的是，现在有许多类的金属聚苯乙烯、聚丙烯、聚四氟乙烯电容，它们都非常适合在高压和低压下使用并且很可靠。有一天，我在读其中一款产品的数据手册，上面说，在低电压的情况下，任何的针孔缺陷都可以通过超薄金属层的氧化来清除。

当电视中旧的金属聚酯电容变得不可靠时，短路的“清除”会使信号中产生很多噪声。同样，当用做音频耦合电容时，当“干”钽电容清除泄漏点时，有时

会产生很多噪声。相似地，如果在金属聚酯电容上加小的反向电压，可能是0.5V，可能就不会有问题或损害。但是一个朋友跟我说，一次他用电解电容器作为2V反向偏置的音频耦合电容，由于反向偏置电压，电容产生了全部的低频噪声和抖动。所以，过多的噪声通常是有东西出错的线索，可能是试图告诉你有错误的应用，或是部分装反了。

4.3 扩展的箔片提供了广泛优势

薄膜电容的另一个方面就是它是否采用“扩展箔片”结构。许多便宜的缠绕箔片电容的引线仅仅连到长条金属箔片的末梢。然而，在扩展箔片电容中，铂片扩展到每一端来形成到引线的直接低阻抗、低电感路径。

这种结构非常适合于在应用中必须提供低ESR（等效串联电阻）的电容，例如高通滤波器。接下来，如果你用没有扩展箔片的电容，滤波器的性能就会显著下降。

所以，对大部分电容应用而言，主要考虑几种结构和电介质。如果一个心急的采购代理人想要通过替代来减少成本或提高可用性，器件工程师们或设计工程师们就不得不去做大量的工作以确保替代器件不会出问题。如果使用了替代器件，开始查找故障的最佳位置就是在替代处。具有比设计高很多ESR的电容可以引起反馈环路振荡，例如，当没有扩展箔片的电容被有扩展箔片的电容代替时。替换掉具有比设计师想要的高得多ESR的电容可能会引起滤波器不能衰减纹波。过大ESR的另一个后果是过热和电容失效——电容可能是无源器件，但是它们并非微不足道的。

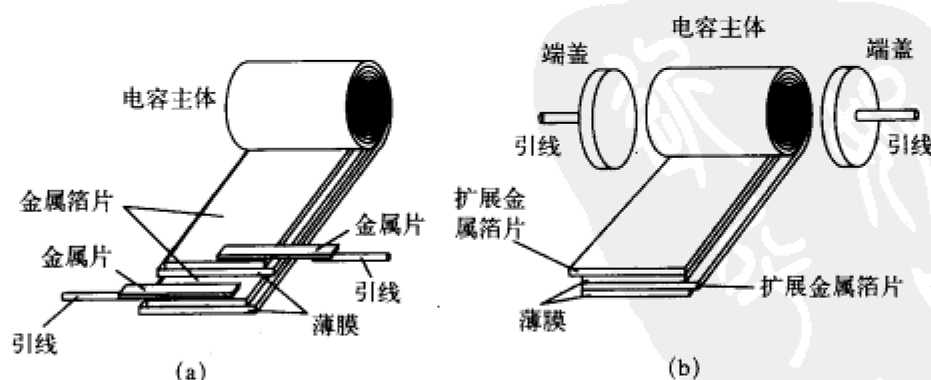


图4-1 （a）当把标签连到长金属箔片一端时，电容的一些组件必须离引线10ft或20ft远。串联R_S和L_S很差。该结构对低保真度音频电路是足够的，但是目前已经不常用了。（b）当扩展箔片的暴露端卷在一起时，电容的组件没有离引线和连接处超过1或2in远。目前大部分薄膜电容都采用扩展箔片制作

扩展箔片结构不仅减低了电容的ESR，而且也降低了器件的电感。在读了我

的故障诊断文档后，我的朋友Martin Giles指出，“Pease，你的理解是真正对的，无论是工作在直流还是工作在比直流稍快一点。”我回答说：“是的，是对的，但你指的是什么？”他指的是在射频电路和其他高速电路中，应该把电容和其他的元件紧紧组装在一起，以使电感很小而且便于操作。他是绝对正确的，高速、快速稳定或是高频电路的版图很大程度上影响着电路的性能。这种电路的电容必须是小型的而且不能有长的引线。正是由于这些原因，我们经常使用陶瓷和镀银的云母。

每年，上百亿的陶瓷电容被使用在各种电子设备中。它们主要有三类：高K型，稳定K型，以及C0G 或NP0型。

高K型，像那些有Z5U特性的，可以在很小的面积上实现很大的容量，例如，在0.15 in厚0.3 in^2的面积上实现10^6pF，这是一个好消息。坏消息是Z5U部分的容量特性在0°C和55°C会下降20%；在−25°C和90°C时会下降60%。同时，电介质会有差的损耗因数、普通的泄漏以及普通的电容电压系数。但是，这些缺点并没有妨碍这种电容作为世界上几乎每一个数字集成电路电源节点的旁路电容而使用。那将是非常多的电容！

陶瓷电容有一个既是优点又是缺点的特性——0.1Ω或是更低的典型ESR。因此，当数字集成电路要在几纳秒内拉出50mA的电流时，低的ESR就是一个好的特性，它有助于防止电源总线上的毛刺。当然，为了获得好的旁路和低电感，你必须安装具有最小引线长度的陶瓷电容。然而，当一行上有10个IC和10个旁路电容时，在每对旁路电容间的电源总线就像一个低损耗的电感，你会获得一个长周期的LC谐振器（见图4-2）。当重复的脉冲激发这个谐振器时，就会产生非常大幅度的振荡，并造成电源总线上过度的噪声。当信号的频率和LC网络的振荡频率接近时，这可能是主要故障。而且，记住Z5U电容有很差的TC特性，因此当电路升温时，在某一温度下振荡频率将上升到时钟频率的几倍。

44

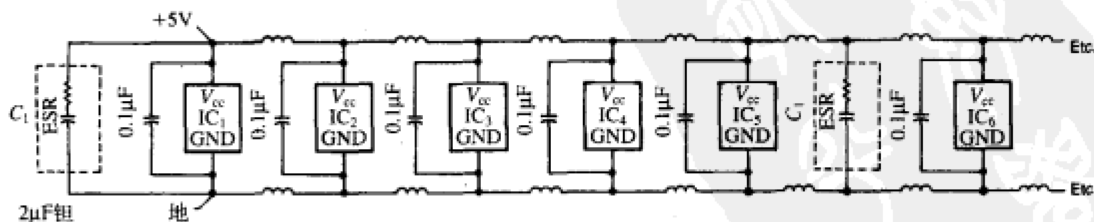


图4-2　在去耦电容中，低ESR电容是把双刃剑。尽管当IC拉出短脉冲的电流尖峰时，低ESR可以稳定电源总线，但低损耗因数通过允许去耦电容与电源总线电感谐振产生振荡。一个好的对策就是放置电解电容器，比如通过电源总线的C_1。C_1的ESR大约为1Ω，可以衰减振荡

标准的解决办法就是对每三到五个IC增加2μF的钽电解旁路电容或者20μF的电解电容（除非你可以证明这些都是不必要的）。这是非常好的办法。电解电容器

的ESR一般是1Ω，基本上可以衰减振荡。一些人认为ESR太高以至于在旁路电路中起不了好的作用，但是他们并没有真正理解这个问题。我读过一些广告，其中部分电容生产商宣称他们的陶瓷旁路电容，具有非常低的串联电阻，以至于振荡不再是问题。我很难相信这些。我期望你们进行评论。

4.4 ESR是有益的还是有害的

需特别指出的是，某些电容器生产商声称串联电阻R_s是如此得低，以至于振荡不再是问题。但是低的串联电阻其实会加剧振荡。相反，我曾经听说一个电容器生产商正建议使用市售的陶瓷电容器，其R_s应该有一个更低的限制，只有几欧姆，有助于衰减任何振荡。我准备深入地研究它。但是如果你有极低R_s的旁路电容，你可以通过将2.7~4.7Ω的电阻与部分电容串联来降低谐振器的Q值。增加与旁路电容串联的电阻似乎非常愚蠢，但却是非常有用的窍门。

高K陶瓷电容器也可以表现出很好的压电特性：当你在它们身上加上大的交流电压时，它们会发出嗡嗡声；而当你颤动或振动它们时，就会消耗电荷或电压（别的类型也会有这种情况，但是高K型更差）。在高振动的环境下使用这些电容要小心。

稳定K电容器的容量，如X7R，在−55°C~+125°C的范围内，随着室温减少小于15%。这些电容器都是通用器件，从100pF~10 000pF的都有。在更大的封装中，你可以得到300 000pF的。虽然你可以买到高K型或者稳定K型的10 000pF的电容，但直到你拿到目录和产品号时，你才能确定到底是哪一种。否则，自己通过加温或是冷却的方法测一测。

最后一种陶瓷电容器最初叫“NP0”，即负—正—零，现在一般叫“C0G”。大家都叫COG但其实是C-零-G。我已经看过EIA文件[2]。C0G/NP0电容器具有真正高阶低K电介质，并保证具有低于±30ppm/°C的TC。它们的损耗因数、电介质吸收和长期稳定性都不如特氟隆电容器那么好，但却可以和其他好的高精度薄膜电容相比。而且它的TC性能比你能买到的其他电容器都要好。所以，如果你想作一个采样保持电路在军标温度范围内使用，你会发现C0G比特氟隆电容器更小而且更便宜。许多但不是全部，小于100pF的陶瓷电容器都是用C0G做成的。如果你愿意支付不合常理的价格，你也可以买到0.3in²封装的22 000pFC0G电容器。

基本上每年都会有一位客户问我这样的问题：尽管他放置了0.01μFC0G电容器作为主定时器，他的V/F转换器还是具有很差的TC。通过电话进行故障诊断——这总是个极好的挑战。我问他：“这个C0G陶瓷0.01μF电容是不是有你的小拇指那么大？”他回答说：“噢，不，它比那还小。”我回答：“那太小了，它肯定不是C0G。”问题解决了。事实上，确实有某些小的C0G0.01μF电容器，但是它们非常特殊除非你专门订购。

当陶瓷电容器的引线用常规、低温的焊料焊接在电介质上时，可能出现陶瓷

电容可以观察到的失效模式。当电容经过波峰焊机时，引线可能就会从电容上脱落。如果这一问题出现，你就不得不向生产商更换采用高温焊料的电容。

4.5　不要忘记镀银云母电容

镀银云母电容有许多类似于C0G电容的特性。它具有低ESR和0ppm/℃～100ppm/°C的TC。如果采用高温焊料，它们也可以用在高于200°C的温度下。不幸的是，它们的浸润性不好——无法想像的糟糕电介质吸收。

镀银云母电容器的一个主要问题就是其市场。老式收音机中的镀银云母电容器有难以理解的标记——六色圆点。一些新的也有不固定的编码，甚至电容上的标记没有消除，你从来无法确定“10C00”到底指的是10pF、100pF还是1000pF。你真正需要的是某种电容计。类似地，过去，某些陶瓷电容就是采用难以理解的标记。我记得两个小电容都标着“15K”。一个是具有K特性的15pF电容，另一个是15 000pF电容，然而它们却有着同样的大小并标着同样的标记。

我还必须提到，过去你可以买到从没测量过其容量的非常好的电容。大约99%次它都是很好的、可靠的电容。但是偶尔，某些电容提供了与其标称值完全不同的电容值。一次我曾看见一整盒电容，其中两个引线仍然连成环状而没有剪断（见图4-3）。

46

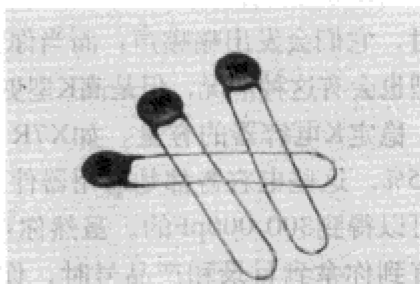


图4-3　如果你看到的电容是图中的样子，你就应该想到生产商在发货前没有测试过，对吧（由Steve Allen拍摄）

显然，生产商在发货之前没有测试和测量这些电容。所以，如果你要买一个1%可接受质量水平（AQL）的电容而不是0.1%或是0.01%，就应该注意到一些便宜的电容甚至从未被抽样检测过。

4.6　可变电容器可能具备有限的循环寿命

可变电容通常是由低K材料制成的，具有与C0G电容相似的特性。它们的电性能很好。电介质并不会造成太多故障，但是某些型号的金属滑动接头或电极很薄；在仅仅旋转少量次数后，——几百次或者甚至几十次——金属就会磨损而与电容的连接失效。

通常，电容器是非常可靠的器件；而且，如果你不严重加热或敲打它，小信号电容将永远持续工作，而电解电容会持续工作许多年。（旧式的油片电容并不是十分可靠而且可能已经被取代了——他们也应该被取代。）你使用不稳定电容的方式只有一种，那就是它不适用于该项目。而那是工程师的过错，而不是电容的过

错。尽管如此，可能仍然需要一些故障诊断的方法；并且，如果你可以区分出不同类型的电容器，那么你已经朝正确的方向迈出了一步。

4.7 首先，试着添加1s

对电容进行故障诊断采用什么样的步骤最好呢？我用两个基本步骤，其一是将其增加上去的方法。只要电容值足够大，大多数电路对电容值并没有严格要求。所以当我怀疑一个0.01μF电容不正常工作时，我就在它上面跨接另一个电容。如果纹波或电容的效应以两倍的因数变化，说明最初的电容是正常工作的，这可能是别的原因造成的故障。但如果我观察到很少的或是几乎没有变化或是改变了3倍、5倍或10倍的因数，我就会怀疑这个电容值了。之后，我把这个电容取下来并测量它。当然，我在前面提到过电容替代箱在这里可以测量；但不同的值会把我搞昏。但是在主要电路中，进入替代箱电线的引线长度可能导致串音、振荡或是噪声感应；所以我只是“添加”一个电容到电路中。

例如，假设我有一个聚酯耦合电容，其看起来在电路响应中增加了一个大而慢的“长尾”，我并不期望聚酯耦合电容的性能很好，但是，像这样的长尾确实很奇怪（注意：当电容的电压假设是稳定的时，但实际上有“长尾”出现，这仅仅是从另一个方面说明电容有较差的电介质吸收或“浸润”。这是同一件事情的不同方面）。所以，我将聚酯耦合电容的一端提起，用一个同样值的聚丙烯代替。我希望这个新电容的性能要比旧的好很多。如果长尾变小很多，说明我先前的聚酯电容不是很好或是比一般的性能差很多。这需要时间检验。但是通常，我希望发现聚丙烯电容并未使得电路性能比聚酯电容好很多，这可能是其他原因导致了问题。 47

为了这些技术中的任何一种能够工作，有大量的各种电容是很有帮助的。在我们的实验室里，我们有一些用过的硬纸盒——但是很破旧，元件都是从旧设备上卸下来的：一个是一盒小云母和陶瓷电容器，一个装着各种电解电容器，而另一个是一盘各种绕膜电容器。这些盒子都十分有用，因为如果我需要一些零散类型或值的电容，我总是可以很轻松地从中找到。或是可以并联两三个这样的电容以获得我想要的值。我可以在每个添加处或是替代处使用这些电容以便发现不正常工作的电路。另外，我也收集了一些特氟隆电容在我的文件柜里，以备我需要高性能电容时使用。

一个没有人讨论的技术（但和山一样古老）是我喜欢的方向。有时它使我的技术员们疯狂，但是之后他们学习了技巧，而且发现其非常好用。让我们在小型高精度电路中对聚脂薄膜电容和陶瓷电容做下比较。技术员开始去掉聚脂薄膜电容而安装陶瓷电容。错！相反地，应该去掉第一个电容的一条引线，然后轻轻地拔出来。然后用焊料将第二个电容的一端焊接到电路中。从这种意义上说，没有一个电容真正地在电路中——它们都只是在风中来回摆动。

当焊接慢慢冷却下来时，如果需要的话，我可以利用引线的弹性去让自己“接触”到电容中的一个或另一个或是全部。从一个模式转换到另一个模式只需一秒钟（当然，假设没有足够的电压“蜇”我。如果有的话，我会用一根冰棒或是玻璃环氧片把它打掉……）。如果我解焊接并再次焊接这些电容器并给这些温度敏感元件足够的时间冷却，我可能会忘掉它们之间的区别。所以这种技术可以节省很多时间，而且可以极大地方便A—B间的比较——这可以让我用肉眼估算到性能的微小差异。

当然，如果我同时有两三个弹性负载选项而且他们开始变得不稳定，是时候用焊料焊接电容了，但这并不是我追求的。一般来说，虽然这个技术很有用，但是我还没在那本书上看过它。我推荐使用它。它也可用于二极管、电阻和晶体管。注意焊锡不要阻止弹性元件的引线接触到导线。而且注意你的手指不要向电路中加入容抗、阻抗或是噪声。如果你有问题，用手指甲而不是手指压在元器件上。用手指甲接触只增加少于0.5pF的容抗。

4.8 但这就是真正的故障诊断

当我把这章的第一稿交给我的一些朋友时，一位朋友问我，“你为什么告诉我们关于电容的这些古怪事情？故障诊断要做哪些事情？”我现在把当时给他的回答告诉大家：如果你有一个普通的耦合电容，而且你又发现它可能保持“泄露”已经很多秒钟或分钟，比一个好的耦合电容长很多，你也就不会寻找电容问题的所在。我不能预测你在电路中可能遇到的每个问题，但是我可以指出表面上相似的器件可能有显著不同的特性。你不能从书本或是数据手册中学到这些特性。所以，当你有麻烦时，我可以给你一些线索供你参考来帮助你解决问题。相反，如果你学习了这些预防措施而且考虑了可能发生的结果，就可以避免从一开始陷入麻烦中。这比到问题出了再解决要好得多。

48

事实上，我这里讲的一些警告可能会解决你以前碰到但是无法解决的问题。每一次，我都学到了一些阻止我前进的东西：“这解释了为什么我两年前做的振荡器不能正常工作。”如果你学习了我的经验，你就可以达到我们以前都没有达到的高度。

我当然不可能自己把所有问题都解决。我也是学习了许多人的经验。而且，我也不认为这些经验都全是他们自己的。他们也一定从别人那里学习了许多经验。我也正在试图分享我的经验，并不只是书本上所学的，还包括我在社会实践这所大学所学到的。这可能是也可能不是故障诊断，但是对我来说，这已经足够了。

参考文献

[1] Pease,R.A., “Understand capacitor soakage to optimize analog systems,” *EDN*, October 13, 1982, p.125.

49

[2] EIA Documents RS-198,p.11.

第 5 章 防止材料和组装中的问题：PCB和连接器，继电器以及开关

除了你所选的器件之外，你用以组装电路的材料也会对电路的性能产生影响。这一章涵盖了你所需要了解的由PCB、焊料、连接器、导线和电缆所造成的偶发问题的解决方法。同时还讨论了PCB的版图——一个糟糕的版图可能引发比偶发问题更多的问题，它可能完全决定电路工作的好坏。

到目前为止，我们所讨论的故障诊断主题看起来都是显而易见的。但是，通常正是这些明显的问题，工程师们却常常忽略，而正是这些信息使得故障诊断变得更加容易。所以，不要忽略明显的问题。不要主观地认为电路板的材料和版图没问题或者连线的特性都一样；当最后检查它们时，你会发现问题都是由PCB、连接器、导线和电缆所造成的。

首先，术语“印制电路板（PCB）”的使用就属于用词不当；现在，几乎每一块板子都是刻蚀电路板。但我将继续使用缩写的PCB进行表示，因为这是一个习惯术语。涉及PCB时，你可能碰到6个基本故障问题：

- 板子是由错误的材料制成的。
- 供应商的板子质量太差以至于板子上有开路或短路，更有甚者，在覆铜的通孔内也会出现导通。
- 由于处理不当，金属箔片开始脱落。
- 你是如此关心成本以至于忽略了指定焊接掩膜层；你最终得到的是充满短路的板子。
- 板子的表面露电或被污染。
- 电路版图中出现信号泄漏和串扰，或者受控阻抗线出现干扰，因此导致反射和振荡。

5.1 从开始就避免PCB的问题

确定以上这些问题并从一开始就避免这些问题的方法是非常直截了当的。

目前，对PCB而言，G10和G11环氧玻璃纤维材料是性能不错而且价格合适的。在大多数情况下，试图使用便宜的酚醛树脂或是接合板材料的做法并不经济。相反，特殊的高温材料、外国材料（exotic material）或者柔性基板材料还不错。如果你没有材料方面的专家，PCB的制造者或是基板材料的生产商通常可以提供一

些有用的建议（可以参看表5-1，PCB材料的对比）。

表5-1　PCB层压材料

型号	生产商	介电常数（1MHz下测量）	损耗因子（1MHz下测量）	体积电阻率（MΩ-cm）	表面电阻率（MΩ）	最高温度（℃）	评价
XXXPC	Generic	4.1	0.032	5×10^6	5×10^4	+125	低成本，纸基酚醛树脂；机械强度差
CEM-1	Generic	4.5	0.025	1×10^8	5×10^7	+130	标准，经济
CEM-3	Generic	4.7	0.020	1×10^8	5×10^7	+130	类似于CEM-1，但可以受冲击
G-10	Generic	4.75	0.023	5×10^8	4×10^8	+130	与CEM-3可比
F4486	Oak	3.5	0.02	1×10^9	3×10^6	N/A	柔软
FR-4	Generic	4.9	0.018	1×10^8	5×10^7	+130	类似于CEM-3，但阻燃性能为UL-94-V-0
GT-522	Keene	2.5	0.0010	1×10^7	1×10^7	+260	特氟隆适于高温、高速
GX-527	Keene	2.5	0.0019(10GHz下测量)	1×10^7	1×10^7	+260	适合高频
HI-3003	Technoply	4.5	0.020	3×10^7	5×10^6	+250（10 000h）	聚酰亚胺
3003-石英	Technoply	3.6	0.004	5×10^9	8×10^7	+250（10 000h）	与CEM-3可比

在某些射频应用中，酚醛树脂材料比环氧玻璃材料要好，因为它有更低的介电常数以及优异的尺寸稳定性。并且，对于超宽带示波器探头，由于中等的介电吸收，尤其是环氧没有适当处理时，某些种类的环氧玻璃就会有一定的缺陷。

至于质量，如果你所购的电路板出自质量无保证的供货商，这是永远不能当作借口的。“低成本”可能算是一个托辞，“无法接受一般生产商的交货时间”可能算是另一个。为了满足一个紧急订单，我们不得不在实验室里自己坐在板子上搭电路。在使用这些原型板之前，我从来没遇到过麻烦，所以当我开始进行故障诊断时，吃惊地发现表面上看上去很好的板子偶尔会在两条总线间出现短路。

用放大镜进一步检查发现有大约3mil宽头发丝般的短路，这是由一根落在电路上的头发造成的。你可能从不了解印制电路板上的窄金属箔片可以承载20mA的电流，但是这窄的短路线在烧断前要通过200mA的电流。相似地，我们还发现头

发丝宽的开路：地线在两到三处有微小的4mil间隙，刚刚用肉眼可以看见。当然，这些“开路”是在反向处理过程中由头发的映像造成的。在长时间的调整、打开短路以及短接开路之后，我们决不会再被如此差的工艺所困扰。

至于第三个问题，不要让笨手笨脚的工程师或技师过于热心或者错误地使用电烙铁处理一块好的PCB即可。那一定会将金属箔片焊得鼓起来。用足够热的烙铁这样做才能比较容易进入或是拔除。如果烙铁不够热而且焊得时间太长，那时箔片就会鼓起来……

第四个问题是焊接掩膜，正如大多数人所了解的那样，它非常重要。没有它，焊锡在大多数情况下将物体连接在一起的性能就会变得很差。 51

5.2 泄露电流可能是一个问题

当PCB从生产商那拿来时，它通常十分干净而且阻抗很高。有时，板子开始泄露，但是一般的板子并不泄露除非你焊接或是用污染的溶剂清洗它——这是第五个问题。

寻找泄露

当你有一个泄露的板子或稍微偏离阻抗无穷大的连接器或绝缘体时，你如何对泄露进行测试？你不能只是拍拍上面的DVM，因为即使在最大的量度上（如20MΩ），显示器也会显示超出量程。你无论是读取2000MΩ或20 000MΩ或200 000 MΩ还是更高的，这都没有用。一些DVM或者数字万用表有一个微西门子量程（导纳）可以解决100MΩ的测量问题。但是，这个量程通常没有更高的分辨率。 52

有两种基本的方法来测量泄漏电流。我使用了很多年的方法是通过低偏置电流运算放大器的反馈路径连接一对晶体管以将其作为宽范围对数的电流－电压检测器。目前，我没有用电子管——我已经改为如图5-1所示电路中的LMC660。我用手动的量程去校准仪器，以便感应在+1pA~+1mA及−1pA~−1mA范围内的电流（见图5-2）。只要空气冷却能正常工作，我的手动校准就不会出现高于10%或20%的偏差。它可以告诉我，我所使用的电流现在处于哪个阶段（V_{be}有相同的温度灵敏度，但不足以显著地影响电路）。当然，因为这些晶体管作为电流—电压传感器都是非线性的，你不必从AC噪声中（60Hz、120Hz、1MHz等）屏蔽叠加点来防止整流和误读。所以整个测试电路和未知阻抗在接地屏蔽金属盒子里最好定位，该盒子还可以选择金属盖。

图5-3所示的DVM方法的确略有准确性并可能有更高的分辨率，但是它容易被噪声干扰而且数字的输出也不好。而且，如果想覆盖宽范围的电流，你就不得不换不同的电阻或者等待DVM自动调整，而我不认为这是一个好想法。另一方面，你在任何地方都可以找到DVM，所以这种方法易于实现。

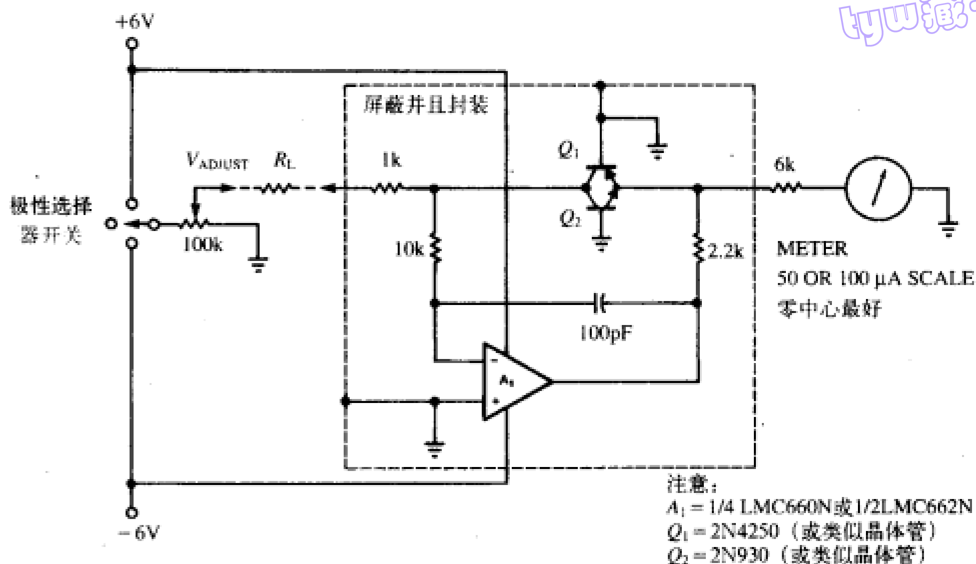


图5-1　你可以用这个电路来测试电路板的泄漏电流。晶体管通过放大器的反馈路径连接，以致其行为像宽对数动态范围的电流电压检测器

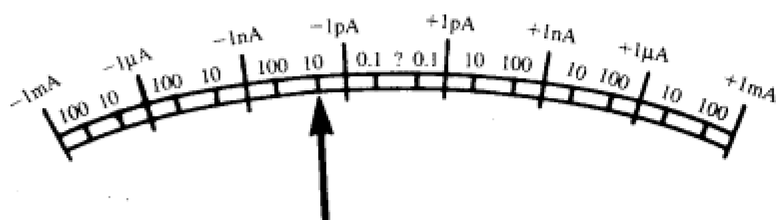


图5-2　你可以校准图5-1的对数电流计电路来感应−1mA到−1pA之间以及+1pA到+1mA之间的电流

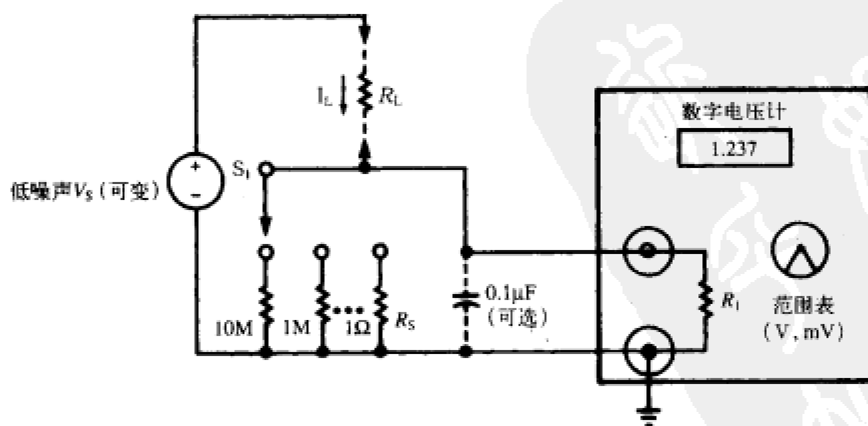


图5-3　DVM方法代替了图5-1中所示的测试泄漏方法。你可以通过欧姆定律计算泄漏电流：$V_S = I_L \times R_S$或者$I_L = V_S/R_S$

在任何一种情况下，如果你在1 000 000MΩ上加15V电压并测得15pA，这就说明它比只能测到20MΩ的大多数仪器最少高出50 000倍的分辨率。不论你用哪种探测器，在一未知电阻上加适当的电压，并观察那里的泄漏电流增加。这种方法也可以用于二级管和晶体管结的测量。我们并不建议用运算放大器电路对大电容的泄漏电流进行测量，也不使用DVM方法测量大电容的泄漏电流，这是因为存在大容量的缓慢放电以及浸润或者电介质吸收、影响。但是，如果你铤而走险而开始使用低值的R_{sense}，你最后可能获得某些近似的测量结果。

最近，一位客户采用LM317整流器的一个简单基本设计出现了问题，其中电路的阻抗值很低——只有几百欧姆（同一个基本电路在第14章图14-3中）。在仅仅工作几分钟后，LM317的输出就开始严重漂移。原因被证明不是LM317或者电阻或电容，而是焊接后板子残留有焊剂的地方没有洗清。在这种情况下，当测量0.1×1in²的PCB面积时，烧焦焊剂的电阻只有500Ω。泄露电流是从$+V_{in}$到输出的，而且它将输出电压拉高到整流之外！所以，即使你不准备达到10^{12}Ω的泄漏电阻，你仍然应该遵守基本的清理标准，否则即使最简单的电路也不能正常工作。

53

相似地，为S/H电路设计的PCB产生10^{11}Ω的泄漏电阻也是不可接受的。我们试图用每一种有机溶剂来清洗板子但是不成功。最终，我把一些板子带回家，把它们同Calgonite（一种洗碗机专用的清洁剂）一起放在洗碗机里。在一个完整的清洗—漂洗循环后，我取出这些板子，晾干水然后把它们放入烤炉中在160°F下烘干。第二天，他们检查到它处在可以接受的值10^{13}Ω。我已经在泄漏的PCB和插座上多次使用此技术，而且效果出人意料得好。在酒精、TCE（四氯乙烯）和有机溶剂都没有用时，它却很有用。

在把你的板子清洗并烘干后，你希望这样保持它。为了这个目的，你可能要使用聚氨酯或丙烯酸或环氧喷雾的涂层。Humiseal[1]是这个行业的先行者，他们有一个板子的目录，其中有适合各种产品需要的不同类型的板子。在相似的领域，在Essex联合会成员中，VT告诉我由John Armitage[2]公司制造的某种清漆是一种很厚的、高阻抗的涂层。它需要花费一些时间来干燥，但是它十分耐用，因此我很喜欢它。当我制造某些1/3oz（1oz=28.35g）重的模块时，而这些模块要被一些科学家背到珠穆朗玛峰的山顶上去，我选择烘干好的“Armitage”涂层来使模块保持干净和干燥；这比灌封环氧要轻，这一点十分重要，特别是对于要将科学封装的模块背到29 000ft高的山上的人来说。

当然，不管什么涂层，对于扎入和修理电路或是改换元件来说都是很重要的，

---

1. Humiseal Div. of Chase Corp, 26-60 Brooklyn-Queens Expressway, Woodside, NY 11377.(718)932-0800.
2. Armitage MM-00941 Clear Brushing Alkyd Varnish; John Armitage & Company,1259 Route 46, Parsippany, NJ 07054.(201)402-9000.

所以选择耐用涂层的同时要考虑去除涂层和修理的问题。

当我在Philbrick时，我们把大多数的产品灌封在环氧中，它提供了很好的稳定性和安全性。如果你把一个很好的电路灌封在环氧中，它几乎能永远保持下去，没有潮湿的空气会进入，保持恒温环境，而且不会被撞击以及受到物理损坏。当然，如果有人因误操作而损坏它，我们也不可能进去修复它。你可能不得不钻到PCB中，仅仅是为了进行故障诊断。在环氧灌封的电路中钻探和进行故障诊断是非常有趣而且富有挑战的一件事。有时，灌封的材料给元器件施加了额外的压力：电阻和电容受到挤压后可能会改变它们的值，在电路周围浇注环氧也可能显著增大电容。如果你把还未烘烤干的电路灌封起来，水蒸汽就会被密封在灌封的模块里。环氧可以掩盖大部分的错误，但却没有好的工艺和工程来代替它。灌封一个坏电路经常造就一个灌封严密的坏电路。

54

确保设计师在对你的PCB布局时必须按照一定的规则，以此来避免故障。例如，如果你的电路有很高的阻抗点，你怀疑是泄漏问题，则不要在电源金属箔片旁的高阻路径运行。在二者之间用接地的金属薄片或是"保护箔片"保护它。我曾听一个工程师说过多次，"这种玻璃环氧材料的电阻率为$10^{14}\Omega/cm$，所以你不可能期望从你的合计点到其余部分有$10^{12}\Omega$的电阻率……"后来，我证明了测得的阻值一般比指标要大很多，但是我同意我并不敢依靠这个事实。所以，我在板子的顶部和底部的关键节点周围都用接地金属箔片来保护合计点到地。

增加这些接地后，即使在最差的潮湿环境下电路也能很好地工作。毕竟，玻璃环氧绝缘体的内部总是干燥的，尽管在其表面由于灰尘或是潮湿而有泄漏的问题出现，而里面才是你防止泄漏的地方。当然，串扰和高频电容耦合问题是由相邻箔片的位置造成的，而且仅仅通过前面讨论过的用来防止箔片泄漏的同样的保护和屏蔽就可以解决。为了有助于你计划出好的版图，我们必须考虑在差的布局中dV/dt和di/dt的作用。

5.3　位置

PCB布局本身就是一个课题。但是你还是可以做些事或是添加些版图来使得测试电路更加简单。考虑周到的设计师们通常都有许多技巧，但是很少有人把他们写下来。在我的世界中，没有写出来的规律就是不存在的，所以我们正努力地把他们写下来。我建议所有的设计师把好的想法都写下来。我的一些好的布局技巧是：

- 为了方便排错或分析，确保你所需要的信号容易找到和容易测试。为方便起见，在焊板上钻一个小洞。
- 在你的布局上加一层丝网印刷层来显示每一个元件以及对应的设计。在上

面注明测试的节点编号以及二极管和电解电容的正确极性也是一个好的想法。

- 合理的布线，这样如果你很着急的话，无论是模拟设计还是数字设计，就可以方便地断开连接和打开环路。
- 许多现代的PCB具有成熟的接地平面、电源总线或是信号线的多层次和结构。这类板子的故障诊断要求专门的技术和技巧以及各种各样的"布线"技术，所以你不必感到迷惑或困惑。确保板子的所有节点都可以接到，而不要将其隐藏或是埋在层内，或者在大器件的下面。
- 如果可能的话，在元器件周围留有足够的空间，尤其是那些容易失效而需要替换的器件。那些器件所在的部分电路可能会从板子上脱落以及瞬间进入ESD或是电路打火中，因此会偶尔失效。
- 不要把精密的原件设计在板子的边缘，那样很容易因粗鲁的操作而损坏。
- 在你的板子上小心使用连接不同层的过孔。

许多年前，贯穿孔被认为是十分危险的，所以我们只使用过孔来连接顶层和底层的箔片。当这些小孔通过温度循环时，热压力可能就会使小口从箔片上脱落。在去年，我甚至还看过在PCB上穿小孔的宣传。这一点令我十分害怕。如果你使用小孔，不要指望它能连到顶层或底层的金属片。现在，贯穿孔十分可靠，但如果有空间的话，我还是愿意并行地使用两个贯穿孔，来将器件的引线放在洞中。这样我就会更放心（更多对小孔的评论参见第13章）。

55

比布局便利更为重要的是，布局不要相互干扰，可能的话还应该提高电路的性能。我尽力使PCB布局上的布线（以及IC芯片上的金属布线）尽可能得短和紧凑，特别是如果布线太长的话，它可能会很敏感，会受到来自噪声或泄漏或者电容的干扰。并且，太长的布线就会变成一整卷漆包线。

而另一方面，我们有时候为了不同的原因而需要把器件放置在特殊的地方（例如热量或是人为干预），这可能导致"空心粉综合症"。但是有时你不得不这样做——这是一个工程上的判断问题，一个你不得不做出折中的问题。最近我正在做一个200MHz的计数器，在5ns内完成从开始计数到结束[1]。我把快速100000型ECL门彼此紧挨着布局，这样我就可以快速地控制计数器的开关，快到少于3ns。大多数数字电路设计师们意识到在高速逻辑电路设计中，不能按"旧的方式"对高速信号进行布线。你必须把每一个信号路径当做一个传输线而仔细地布局。所以无论是印制电路箔线或是绕线导体还是IC金属布线，大多数的设计师已经学会高速电路的布线，以便使其工作良好——避免振荡和串扰。

但是，我也见过一些情况，即有经验的数字电路设计师向主要的数字PCB一角增加一些线性电路。如果这个设计师对如何进行运算放大器布线做了最坏的猜想，线性电路就可能振荡或出现糟糕的串扰或工作得很差。线绕连接的可靠性使

得其吸引电路板设计工程师设计整洁的版图，其中所有的运算放大器、比较器以及反馈电阻和电容都整齐排列。但是不幸的是，这些简洁的连接可能使得一些关键连接之间有几英寸远，这样导致其他信号间彼此太近而产生干扰。而设计师还在奇怪为什么放大器和比较器会出现如此严重的振荡。

所以，PCB设计师应该意识到线性IC的版图设计可能是十分关键的。例如，在数字IC及其旁路电容之间2in的距离可能是不允许的，当运算放大器的反相和正相输入端必须经过长距离到不同的电阻或电容上时，同样2in的距离使得运算放大器不能工作。正如我在后面的章节还会介绍到的有源电路故障诊断，我们有理由保持那些合计点箔线短而整洁，还紧凑。但是这不是说PCB版图设计师可以猜测哪一点是关键节点。电路设计工程师必须提供一系列的关键点或敏感点——一些大的噪声信号要远离输入信号等精密信号，这是唯一的理由。

某些设计师喜欢采用窄的金属箔线走线，越窄越好。其他人喜欢采用宽的金属箔线和窄的绝缘条带。两者都没错，但当你对高功率晶体管或IC进行布局时，必须意识到采用大面积金属箔线的优势。TO-92晶体管的集电极可以将通过它的（铜）集电极引线将大部分热量散去，并且额外的1in^{2}的PC金属箔线（在PCB一侧或两侧）可以传播热量并使晶体管保持冷却。这对于高功率的IC同样适用：如果你查看中等功率IC（如LM384）的数据手册，曲线表明2in^{2}的铜金属箔片可以有助于保持IC比最小的箔片温度更低，而且当该器件的6个接地引脚将封装的热量传播到金属箔片时，6in^{2}的甚至更好。但是，某些人指出在PCB上留有过多的箔片可能会导致波峰焊后的缠绕。

56

工程师通常假设印制电路走线没有电阻和电阻压降（IR drop）。但是，当强电流流过薄金属片的时候，你会很不愉快地发现电阻压降大得惊人。最经典的例子就是版图中前置放大器的信号接地与电源的桥接和滤波电容的馈地路径混合并且共享同一个地线。在这个反馈路径里安培振荡达到120次／s。毋庸置疑，在电流振荡脱离前置放大器的地线之前，前置放大器才会没有低噪声。对精确的电路来说，PCB版图必须包含针对敏感电路的设计周到的地线。

仔细想想就会发现，将承载很强电流的电源地和对电压敏感的电路分离与开尔文连接很相似，后者常被用做测试仪器。开尔文连接需要四条线路：一对引线用来承载电流，而另外一对则用来感应通过设备的电压。在设计你的PCB时，始终考虑开尔文连接将十分有助于优化你的接地线排布。事实上，在设计电路图时，我会分别标示出每一类地线。如果有很多噪声电流流过，我就将其分离为电源地线，如果它必须非常纯净而没有噪声，那么就记为高质量地线，并且用三角地线标志标示出来。之后，地线将仅在一点连接在一起。

我没有过多地讨论表面贴装器件的印制电路板，因为我在工作中没有涉及过，并且我也不是这方面的专家。当然，我听说过，它更具挑战性，并且在每个方面

都需要更细心的工作。换句话说，如果你是一名设计普通PCB的专家，那么你很可能很努力地研究并且完成得很出色。而如果你不是这方面的专家，那么这不是一个适合你着手的领域。在完成你的电路板之后，最坏的问题之一就是热循环和压力。像LCC（无引线芯片座）封装往往会有问题，因为它们的零引线长度——它们没有机械柔性。如果PCB的材料没有与IC封装相同的膨胀热系数，那么焊接接缝就很容易因为热循环压力而过度消耗，很有可能过早失效。如果必须在一个很大的（军事）温差范围内循环使用的话，而人们往往希望在这个范围内会有很大的可靠性，那么上述情况更加有可能发生。有接缝伸缩引线或者接缝引线的商用表面贴装IC会更加有弹性和耐力，也可能产生更少的问题，但是你必须做好自己的工作。太多的焊锡和引线会过于牢固，太少的话则不足以连接。

5.4 开尔文连接提高测量精度

开尔文连接的用处并没有被广泛认可。事实上，当EDN的助理编辑Julie Schofield最近向我提出相关问题的时候，我很惊讶地发现对此几乎找不到已出版的参考资料。我找了不少的参考书及教科书，竟然都找不到一个确切的定义或者是解释。不过，我在Keithly的目录里找到了一个支持开尔文连接测量设备的“Kelvin 夹”。我也找到了一些Textool插座的数据手册,其中有提到开尔文连接的优点。既然Julie和我都不能在任何技术百科全书里找到关于开尔文连接的描述，在这里，我将尽力把它的有用之处详细地解释一下。

或许遥感技术可以算是开尔文连接最常被用到的地方了。开尔文连接和插座能给测试电路的终端或者引脚提供准确的电压。如果你不能精确地控制电压，那么你就不能准确地满足它们的指标。 57

例如，比方说我们要测量LM323负载调节、5V稳压器，当V_{in}精确地保持在+8.00V时，负载从5mA变化到3.00A（见图5-4）。在该电路中，有4对开尔文连接在工作。第一对在电源输出。这个可编程的电源的遥感终端允许其可以精确地保持在8.00V为DUT引脚供电。在电源业内这通常被称为“遥感”，但实际上这代表了一个开尔文连接。这很重要，因为如果电源不能保持在8.00V而下降到7.9V或7.8V，那么这个测试就不会准确。

在图5-4中第二个开尔文连接在DUT的输出。为了在采用不同负载的时候能够观察V_{out}的变化，开尔文连接为3A的输出电流提供了驱动线，同时也提供了感应线，以便用高阻抗伏特计观察DUT的输出。注意有2个感应线和2个驱动线连接到DUT的接地引脚。你并不真正需要全部的四个连接——你可以把两个驱动线或者两个感应线绑定在一起。可以这样做是因为在感应线里没有很明显的电流，而在驱动线里，我们并不在乎有多少电流流过或者电压精确下降了多少。

图5-4中的运算放大器迫使DUT的输出电流穿过达林顿晶体管，然后穿过0.1Ω

高精度电阻。具有合理的精度并能重复使用0.1Ω电阻的唯一方法是使用上述的4线（开尔文）连接。运算放大器只能迫使上层感应线比下层感应线准确高出300mV，即使由于电线或者连接器的不同电阻压降而使电阻的低端电压提高到高于地线。

在这个电路中有好几处都可以称为地线，但是只有被连接到300Ω电阻上并且取得良好测量效果的0.1Ω电阻底部的地线是感应线。如果把300Ω电阻底部与其他地相连，那么电阻压降的变化将会导致3A电流值，相对很大而且不可预料也难以接受的漂移——换句话说，将会导致不精确和故障。所以，当强电流流经电路的时候，要考虑在不同连接器和电缆上电阻压降的影响。如果你认为电阻压降会导致故障，也许开尔文连接能够帮你解决这个问题。

图5-4的第四个开尔文连接隐藏在LM323 5V稳压器内部，它到输出端有独立的驱动线和感应线。第五个开尔文连接也隐藏在稳压器的限流电路内部。在这里，该器件感应开尔文连接电阻的负载电流，并发送限流感应放大器的电压。

注意：IC_1＝LM607或者具有±15V电源的相似的运算放大器

图5-4 使用开尔文连接可以避免因为电阻压降而引起的对电路及其连接器的测量错误。在这种电路里，最少有四对开尔文连接

开尔文插座的使用并不局限在大功率晶体管或者高电流电路。考虑2mA静态电流的电压参考电路。如果你要观察一个1ppm的稳定参考而接地变化了5mΩ（大多数插座的制造商并不认为这是一个致命的问题），则由这个阻抗变化所导致的10μV漂移会使你的测量完全失败。如果想要在精确测量的时候避免这些问题，不要使用插座，至少不要使用没有开尔文连接的插座。在开尔文——威廉·汤姆逊爵士被封为男爵之前，的确给我们留下了很多有用的工具。

5.5 避免冷却的焊接接缝

对于焊接，我有一些想法。大多数时候我们都认为理所当然。一般我们都会使用普通的松香芯锡铅焊料。如果在冷却的时候不轻摇焊接接缝的话，我们不能

得到一个冷焊接缝。但是你要知道一个冷焊接缝是什么样子，而在一个关键的电路里它又会导致多大的故障。现在的年轻人不为电子设备建立成套的工具，这点让我有点失望和难过。在以前，通过建立一个Heathkit或者Knightkit，我们在进入这个行业之前就可以完全了解冷焊接缝。我就曾经做了好几个。我做了几个冷焊接缝并且不得不修复它们。使用当代的波动焊接设备，很容易就可以在生产线上避免冷焊接缝。而对于手工焊接的电路来说，总是很容易产生冷焊接缝。所以，当你碰到这个棘手的问题时，不要忘了这个老方法，就是把每个接缝重新焊接一遍。偶尔你会发现一个根本没有焊料的接缝。

如果因为某些原因，你手头正有酸芯焊料——这主要是用在铅工艺上的，在大多数电子实验室里也难以找到——严格地给它做上标记并且把它同普通的焊料隔离开来。酸会严重腐蚀导体。同时，把那些诸如高温焊料、低温焊料、银焊料、铝焊料等放在各自的位置以免混淆。也有专门用于不锈钢的焊料，这种焊料需要专门的焊剂。

近来我发现有人在推广银焊料作为接合话筒线缆的高级焊料。“Golden Ear”宣称这种焊料可以使音质变得更加完美。但是，我必须提醒你，银焊料需要很高的温度，所以你需要一把小喷灯和一些脏的硼砂，我怀疑高温会对绝缘性和铜线产生伤害（使其过度氧化），而这种伤害将远远抵消从所谓的“超级焊接接缝”所可能获得的好处。

5.6 制作优良连接

印制电路板不是唯一需要装配的器件，你将必须试图使电路工作。在Tracy Kidder所写的获得普利策奖的*The Soul of a New Machine*一书中[2]，当工程师向管理团队解释他们的新电脑有一个不常出现的但使他们产生分歧的缺陷时，一个重要的情节出现了。一位管理者一直坚持己见，然后把主板用手掰弯曲，此时发出嘎吱嘎吱的响声。出乎工程设计师的意料，这种嘎吱声和那个讨厌的间歇性发作的缺陷是有关联的。当这块主板的插座被更换以后，问题就消失了。 59

像忠诚的狗那样，插座或连接器被期盼着无缺陷地发挥作用，并且通常如此。然而，某些还是在很小概率的情况下坏掉了，连接器在彻底失效之前还是经常断断续续的。幸运的是，许多工程师和技师很早就学会了检查间歇性故障的方法，这就是当通电的时候通过摆动和摇晃以及插拔连接器来揭示故障。

但不是所有的说明书都说你不应该在通电的时候插上主板吗？当然，许多人是这样做的。但我从来没有在把板子插入热连接器时遇到比拔出来时更多的麻烦。也许用这种方法会使很多板子受损甚至是毁坏，但这明显是极少数，并且应该进行研究。一种避免这种问题的方法是使得印制电路板边沿连接器上的接地脚比其他端口伸出得更长。这样，接地脚就比其他任何连接更早建立。此外，如果你有

一块由于电源先后顺序不正确而趋于闩锁的板子，则你不得不去准备尽快停止把你的板子插入到热插座上去。

5.7 从拉伸和拧曲中学到的

还有许多种情形会把问题搞糟，但我们都尝试着反复对器件进行拉、拧、拔来学习，这比纯大脑处理要学到的多。曾经有一个技师认为DIP插座不应该被定位焊来固定，而应该用粘合剂。这种技术在一段时间内表现得不错，但偶尔插座也会在一个引脚或另一个引脚上出现开路。为了解决这个问题，我们使用一种古老的技术：跟踪电路进入IC中，它表现得不错，但当我们跟踪输出IC的信号时，什么也没有。然后，我们跟踪在DIP引脚上的信号时，引脚信号和插座处的信号根本不一样。我最后终于发现是胶水进入了插座内部的空洞处，并阻碍了IC引脚正确地发挥连接作用。

我们在这个项目中禁用了胶水，然后问题就解决了。此外，不论是那段时间之前还是之后，我们都发现插座仅仅只是无法成功地连接到IC引脚上。只需要查明IC引脚本身，而不是插座，以减少不确定性即可。有时候，引脚进入了插座但实际上没有正确地连接，但是，更多的时候是引脚只是简单地被弯曲在封装下。

插座可能还会有另一类问题，就像我的一位老朋友所说的那样。他尝试对一块很基本的放大电路进行故障诊断，但其波形没有意义。过了一会儿，他把电路板反过来发现他忘记将放大器插进插座了。这个例子让我们想起McKenna定律（以一个老朋友Dan McKenna命名）："如果你不盯着它看你就发现不了它。"当我们发现忘记插入电源线或连接某些东西时会说起这条定律。故障诊断的重要一点就是当我们粗心的时候会发现我们都在McKenna定律的支配下。

连接器和插座经常表现得是优点多于缺点。它们允许你检查可选项和看上去可笑而荒谬的性能仿真。曾经有一个朋友正苦闷地进行激烈而无情的战斗，要对一个快速A/D转换器进行故障诊断。他已经实验了很多次，但速度问题一直让他无法理解。他问我他是否应该对一个关键高速器件增加插座再进行实验。刚开始，我反对。但是，在我思考并发现插座只增加1pF电容之后，我说："好的，这样不会有太多坏处。"

60

增加插座使我们发现了速度问题和该器件是密切相关的，并且问题很快得到解决。插座可能引起极大的杂散，实际上并没有什么坏处，但是方便了真正的故障诊断过程。如果你确实无法达到一个令人非常鼓舞的方向，但至少应有一个初步的意见来告诉你的技师去安装一个插座，这也许是你一整天所能想到的最好办法了。插座也许会引起很小的坏处并且导致许多实验，这些实验也许会给你一些重要的线索来帮你找到真正的错误所在。

5.8 何时是连接器何时不是

继电器是一个电控连接器，尽管继电器不像以前那样流行了，但是很多时候还会使用继电器来精确工作。相反，你也可以使用继电器错误工作，当然你不会希望这样。我们讨论一下。

一些继电器是镀金或其他稀有金属做成的，用于保证低电平电路的高可靠性。低电平是如何定义的呢？作为每个继电器应用而言，你应该参照制造商的数据手册。这非常重要。因为如果你想要把低电平继电器作为高功率使用，接触端会腐蚀、磨损或焊接在一起。相反，如果你要使用重负荷的继电器，通过它特殊的冶金术和钨接触端，它们在高阻抗电路中可能干枯并且根本不再接触。黄金是一种很好的材料，它能够防止接触处变“干”，但它一般不用于高电流接触端。

笛簧继电器是密封的，并且如果被正确地运用就会产生很好的可靠性。最近我评估了一些，其泄漏电流小于5fA，当我小心操作时，它给我留下了深刻的印象。[1] 它们也可以被设计成具有低热电偶以及快速响应的，但是需要许多安培匝数，因为在其磁圈中没有磁心，因此它们通常并没有作为低功率器件使用。

是的，对于笛簧继电器我还要补充说明一点，如果你在一个干净的玻璃簧片周围制造了一个体型匀称的线圈，你就可以获得低泄漏电流。但是如果你买了一个笛簧继电器，有完整的线圈，且都被封装在一个整齐的封装周围，我能够告诉你这个封装是由什么做的：尼龙。在室内温度下，尼龙是一个很好的绝缘体。但是在35°C时，在很潮湿的环境下尼龙就是一种无用的绝缘体。你甚至不能得到$10^9\Omega$的泄漏。因此，如果你想要相当好的低泄漏，就不得不绕制你自己的笛簧继电器。

所有的机械继电器都有触点抖动，这可能持续2ms或20ms，并且周期可能变化。当你想要继电器或开关与数字逻辑电路对话时，抗抖动电路是需要的。并且，当存在一定数量的电压或者电流时，制造商往往会详细解释所需要的某些系列RC网络，从而了解接触来使得放电或“燃烧”最小化，此时你必须阅读数据手册。

但是，目前，并非所有的继电器都是机械的。首先，有一些水银浇灌的继电器没有触点抖动。其中大部分都应该被笔直地放置，否则它们不工作。有一些水银浇灌的笛簧继电器没有抖动并且能被用于任何位置。但即使是它们也无法在低于−38°C的温度下工作，那时水银就冻住了。

61

还有固态继电器，其中一些能转换许多安培电流，但是其经常使用SCR，所以有大于1V的损失。不能对微小信号使用它们。其他的有低电阻的MOSFET，它能够以低损耗和低失调电压来处理电流。但是大的那些有许多泄露电流和电容

1. Coto Type 1240-12-2104, Coto 公司，55 Dupont Drive, Providence, Rhode Island 02907.(401)943-2686.

(这一点不总被提到)。小的对高精度开关而言很好并且很精确，但是不能负载很大毫安的电流。

因此，对于高可靠性，在选择继电器的时候需要有丰富的知识，否则你就会挑到一个对你的应用不合适的继电器，它们所提供的不好性能或者比期望的失效要快，将会使你陷入困境。

5.9 何时是继电器何时不是

当只是开关的时候，通过手进行机械操作。但当你选择开关的时候，接触点基本上和继电器的接触点具有非常精确的相同限制。有高电流的，有高精度的，还有密封的。所以在同样的方式下，选择的时候就要多考虑。如果你尝试着磨损继电器，在仅仅数周里数百万次的操作就会引起失效，那你就有优势，但是绝大多数人都不能足够快地手工磨损继电器而出现故障。对于继电器，如果你不肯定数据手册将要告诉你什么，那就向制造商来寻求意见和解释，他们也许在“库房”里存有你所需要的开关。

5.10 神秘的有线世界

现在，我对电线和电缆稍加评论。并不是所有的线都是一样的。比如说，当我在电子业得到第一份工作时，我不是很了解特氟隆绝缘线。该电线经常在焊接停止处断开。在许多工程师告诫我所有的线都是一样的，并说我是在想像之后，我准备放弃。

最后，我找到一位工程师，他告诉我电缆制造商不能够把锡导线都单独装入特氟隆绝缘材料中，就像他们在塑料绝缘线中所做的那样。在特氟隆被挤压出来的温度点，固体将会流到一起，使这种绞合线成为一种固体线。电缆制造商使用镀银的绞合线来替代特氟隆绝缘线。通过这种线，银也会渗到绞合线中，使线变为易碎的。一旦我了解了这种线的构造，我就能解决问题了。

就像第2章中所介绍的那样，用于电话中的普通塑料绝缘信号导线有着合适的硬度来制作具有1pF、2.1pF或者4.95pF容值的双绞线。这种线没有特氟隆绝缘体，但对于大多数应用来说已经足够了。

5.11 考虑你的导线类型

屏蔽或同轴电缆，比如说RG-58U、RG-174、遮蔽双绞线以及其他的扁平电缆，都可以没有过分衰减或串扰而把信号从这里传输到那里。当你将大量导线捆绑在一起，并且没有什么恶劣串扰时，那你就在目睹一个奇迹。有时候你必须解开导线并且将敏感、精密信号的导线与其余导线分离。此外，你也会终止再接某些电

线或者将所有的导线都制成屏蔽电缆。

记住，特氟隆是一种不错的绝缘体，但是空气甚至更好。如果你需要增加支撑、平衡或者空间，可以以此来确保关键导线牢固、正常。如果你还有问题，导线制造商会给你一些建议。

相反，当你使用更高级的绝缘体时，就像你利用特氟隆或空气那样，你必须小心地找到最好的导体。一位作为业余无线电操作员的朋友说在RF电路中许多问题的产生都是由于螺母和螺钉被做了接地连接而产生的。如果不包含锁定垫圈和星型垫圈，机械连接就会松开，地阻抗将会随着很小的压力或应变而变化，而引起烦人的间歇性电子问题。因此，电路可靠性的一个主要因素是通过包含星型垫圈来保证所有的螺钉接口的完整性。并且，要保证所有的导线和连接器没有松动，以防它伤害你的电路和系统的可靠性（见第13章中关于星型垫圈的介绍）。

当你使用屏蔽电缆时，应该把屏蔽一端接地还是两端都接地呢？许多例子都说明是在电缆的接收端接地，但也有一些例子说屏蔽一端是主要接地返回。没有一个方法不好，但要一致。同样，在设计和执行设计的时候，避免接地环路，这将会引起神秘的噪声问题。在我的系统里，我设计了一个和数字地完全分离的模拟地系统来保证外壳或封装地完全分离。然后，当我使用欧姆表来证实接地是完全分离的之后，我增加了一个从模拟地到数字地的链路，以及一个到外壳或底板的链路。该技术我用得很好，值得推荐。

一个很少有人知道的事实是一些同轴电缆仅仅放在架子上也会降解（不错，这是对的，如果架子被放在阳光下或者雨中就会降解得更快）。一些特殊类型的编码和规格都相近的电缆都有外部护套但却不能保证它们有很好的化学稳定性。这种护套可能专门抵抗某些化学物质，但却不抵抗其他的。特别是，在1950年有许多和RG-58、RG-74差不多的军用电缆缺乏很好的稳定性。随着外部护套的降解，内部的绝缘体被化学降解了，电缆的UHF衰减下降。在其他例子中，外部屏蔽受到了化学攻击和腐蚀，它的导电性变得很差，UHF衰减也被削弱了。许多陈旧的电缆都消失了，你甚至找不见它们。但是现在还是有许多这样的电缆被制造和出售，它无法像你所期望的好电缆那样持续很长时间。如果你选择了一种专门抗某种化学物质的电缆，它抵抗其他的普通化学物质的能力要比正常电缆差。因此，你应该注意这一点，即使简单的如导线这样的某些东西，它也会产生许多问题。

我刚好有一对特氟隆绝缘导线放在厨房的窗户外面，连着电子温度计的传感器。平均来说，这条线在一天之中有一个小时是直射太阳的。10年之后，黄色的线依旧保持得很好，但是白色的绝缘体已经消亡了。谁想解释一下其中原由？

最近一名工程师向我展示了扩音器电缆的研究成果。他证实了普通的两根双导线（每20ft）的电感能够引起小的但是仍可发现的相移——在20kHz处大概10度，甚至是大的并且极贵的扬声器电缆（每英尺10美元以上）。但是当他拿出笔直的有

40个导线的扁平“带状”电缆（它被用于总线数字信号周围），并尝试着平行连接每条其他导线（比如高电位一侧），以及每一条平行的作为返回一侧的其他导线时，电感都低于10个因数。当你考虑这一点时，如果你拿出一些估计是75Ω的电缆时，你并行其中10对，它就应该产生平坦响应，这对于承受8Ω的负荷非常合适。比起一些巨大的电缆来它好多了，有更小的体积，并且也更便宜。

参考文献

[1] Pease, Robert A., “Programmable Pulser Takes 5-nsec Steps,” *EDN*, May 10,1990, p. 150.

[2] Kidder, Tracy, *The Soul of a New Machine*, Avon Books, New York, NY, 1981, p. 265.

64



第 6 章　理解二极管及其问题

前5章已经介绍了无源电路的故障诊断方法，本章将开始介绍有源器件的故障诊断。首先我们介绍一些较为简单的内容——二极管、整流器、光耦合器件、太阳能电池和电源。

即便是最简单的有源器件也存在着非常复杂而严重的故障诊断问题。比如说，最常见的二极管，其作用看上去非常简单：在不考虑泄漏的情况下，正向偏置导通，反向偏置阻断电流。这听上去很简单，但是没有一个二极管是理想的，而且其非理想性非常值得研究。即使是这些二端口的器件也很复杂的！

所有的二极管电流在纳安量级以指数增长。理想二极管具有斜率$\Delta V/\Delta I$的指数特性：

$$g = (38.6\text{mS/mA}) \times I_F$$

其中$\text{mS} = 10^{-6}\text{S} = \text{m}\Omega$且$I_F$为正向电流。在室温下三极管发射极的斜率的确为38.6mS/mA。这相当于电压增大60mV时电流增大十倍。但是实际中不同二极管的指数增长曲线是存在差别的。比如说1N645电压增大至70mV或75mV时电流增大十倍，1N914是电压增大至113mV时电流增大十倍。还有一些瞬时值达到90mV时电流增大十倍。当你要购买二极管时，数据手册上并没有标明这些。事实上我也不怎么考虑这个参数。当我在*EDN*杂志上发表这本书的初版时，当时就说这个斜率从60mV/十倍电流变化到更高电流情况下的120mV/十倍电流。实际上我错了，但是非常奇怪的是，从来没人反驳我。

图6-1是实际中一些二极管的变化曲线。这当中没有一条曲线能够保证不会改变：如果你换了一个供货商，结果很可能完全不同。所以在每次使用前一定要考量各个供货商的二极管（注意：附录E中有本图的详细解释和各条曲线所对应的二极管表格）

当电流增大时，由于级联阻抗、大电流注入和其他非线性因素的影响每毫安的导电性将进一步恶化。因此，在正向电流很大的情况下，二极管的正向电压V_F会比理论值和需求值都大很多。当然，某些性能优异的整流器在电流从安培变化到千安培的情况下都能够正常工作；但是不管性能如何优异的二极管，其V_F都会在大电流的情况下偏离理论值。

如今，肖特基二极管的V_F比普通的PN结小。尽管如此，锗二极管和整流器也存在很大的市场，因为它们和肖特基二极管一样，它们的V_F都很低。不久前我听说有一种新上市的锗二极管的V_F更低。

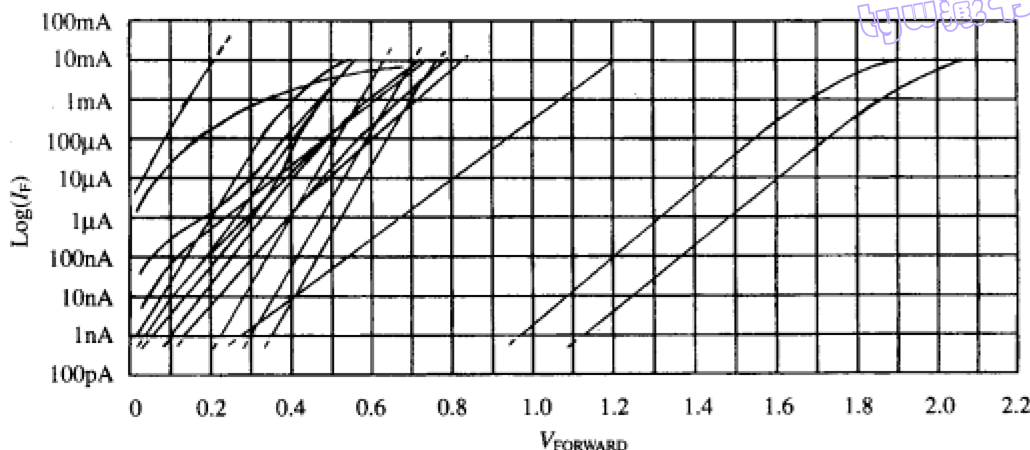


图6-1　作为三极管发射极的二极管在很大的电流范围内导电系数都很大。市场上的其他二极管导电性能相对较差，而且都不一样，有点奇怪吧？附录E中有更加详细的说明

65

市场上也存在高速和超高速（有时也称为高效率）硅整流器；它们被用来制作高速转换稳压器和其他高频设备。它们的V_F值低于肖特基二极管，而且速度也不够快，但是它们能够承受很高的反向电压，因此适用于二极管两端有大的逆程电压的某些开关模式电路。

当反向偏置这些不同的二极管时，会呈现更大的差异性。比如说，在25°C下，大部分二极管可以保证反向电流I_{REV}指标最大值为25nA。而实际测量时，大部分器件只有50pA~100pA的电流。但是最通常的1N914及其近亲1N4148由于其掺杂了金，在室温下其电流确实可达到10nA~15nA。所以尽管这些二极管既便宜又应用广泛，但由于比相同规格的二极管的泄漏电流更大，因此不能将它们用于低泄漏的电路。

那么为什么某些低泄漏电流的二极管和1N914具有一样普通的25nA指标呢？二极管生产商以绝大部分人能够接受的价格来进行测试，而且自动测试仪器可以在25nA级别下正常工作。如果想要以100pA或者更精细的级别来测试，测试速率就会下降，而价格就会上涨。当然，高导电系数的二极管——比如肖特基、锗二极管和整流器比信号二极管具有更大的反向泄漏电流，基本上不会存在类似问题。

可以用三极管的集电极－基极结作为一个低泄漏电流的二极管，而不是单独的二极管[1]。普遍使用的2N930和2N3707具有典型的低泄漏电流。一部分2N3904也一样，而另一部分由于掺杂了金而更容易泄漏。塑料封装的元器件至少和TO-18密封型的效果一样好。你可以很容易发现电压为7V时泄漏小于1pA、50V时小于10pA的“二极管”。尽管并不能保证如此低的泄漏电流，但其通常都很一致。然而，集电极－基极结二极管一般不能迅速导通和断开。

2N4117A和PN4117A、-18A和-19A是另一种超低泄漏的二极管。它们是具有非常小的结的JFET，因此泄漏电流低于0.1pA且其标准指标保证其最大值为1.0pA，

这相对于0.40$的已经很不错了。而且这种元件的电容也很小。 66

6.1 速度问题

当二极管通过电流时，它要花费多长时间关闭电流呢？这是另一个广泛研究的现象。速度慢的二极管要经过几十到几百毫秒的时间断开。比方说，2N930的集电极－基极结从30mA变到小于1mA要花费30μs，变到纳安级的时间就更长了。如此长的时间中主要的是三极管存储在集电极里的载流子的聚合时间。其他的二极管，尤其是掺金的二极管，下降到纳安级的时间要短得多。肖特基二极管比1ns的时间还短。尽管如此，我的一个朋友指出：断开速度很快的肖特基二极管实际上是它和一个在电流很小情况下断开速度较慢的PN结并联。如果肖特基二极管在1ns之内下降4mA，可能还有几毫安是无法在1ms内断开的。如果将肖特基二极管用于断开迅速的精密箝位电路——比如说固定检波器[2]，一定会存在一小段长时间“拖尾”。

开关稳压器需要有能够迅速断开的二极管、大电流整流器和三极管。如果重复频率很高、电流很大而且二极管断开很慢，那肯定会因为过热而无法正常工作。决不能让1N4002在20kHz~40kHz下工作，那样它会工作得很差。如果要高速率下的中等电流，可以并联几个1N914。我在紧急情况下实验过，效果还不错，但是我不能担保它在长期稳定的条件下是合适的方法。工程师要为自己的电路选择适当的速率，这才是合适的方法。存在高速、快速恢复、超快二极管。肖特基整流器速度更快，但是在大电压的情况下不能工作。当你设计这些速度下的开关稳压器时一定要保持清醒的头脑，或者至少戴上防护镜以保证即使电路爆炸也不会受伤。

6.2 断开和导通

现在诸如1N914之类的“计算机二极管”用途广泛，因为它们断开很快——只需要几纳秒——比低泄漏二极管更快。但是大家可能不知道快速的二极管不仅断开迅速，导通一般也很快。比如说，在1N914的正极加上1.0mA的电流而且并联一个40pF的电容（20pF的寄生电容加上示波器探针或其他类似的电容），1N914基本上在1ns以内导通。因此，V_F只有几毫伏的过冲。

但是有些二极管，甚至是某些厂商生产的1N914和1N4148，其正向电压会在导通前上升超过预计的DC值10ns~20ns；其50mV~200mV的V_F过冲很令人惊讶（见图6-2）。更奇怪的是，V_F过冲在重复频率低时会进一步恶化而在高重复频率下可能会消失（图6-2b~d）。

一个频率－电压转换器出现了某种奇怪的非线性特性，我曾经花了好几个小时去研究这个特性。该电路的二极管最棘手的问题在于早期的一批二极管没有慢

导通的特性。此外，某个生产商的某批订单中的100个二极管一部分与图6-2b和图6-2c中的类似，另一部分以及其他生产商的二极管实际上没有这个过冲。

67

当我质问生产这批令人讨厌的二极管的供应商时，他们开始想否认这种差异，但是他们承认做了一些变化去“改良”产品。有时候你的“改良”对别人来说是一种毒药。因此，大家必须警惕产品的改变可能会带来的问题。当供应商改变了扩散或者工艺或者掩膜之后，他们也许认为这种改变很小，但是这也许会对别人的电路产生重大影响。

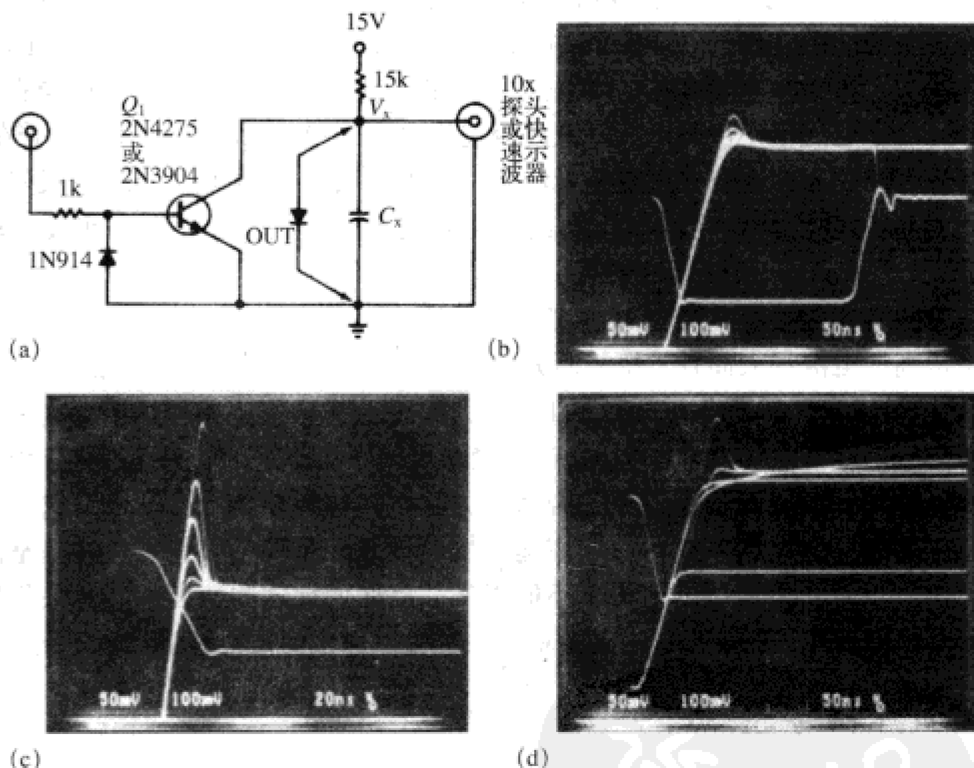


图6-2　在该二极管测试电路（a）中，三极管Q_1只是周期性地将V_x复位为零。当三极管断开时，V_x上升到0.6V且二极管开始导通。在（b）中，当dV_x/dt为8V/μs和输入频率小于10kHz时，1N4148在导通前有140mV的过冲。在更高的频率—120kHz、240kHz、480kHz、960kHz和1920kHz下，重复频率上升了，过冲逐渐变小直至消失。最大过冲发生在f_{in}<7kHz时。在（c）里，当dV_x/dt上升至20V/μs，1N4148在7kHz时过冲为450mV，但是在480kHz时就下降到90mV，频率大于2MHz时已经可以忽略。在（d）中，不同的二极管具有不同的导通特性。除了1N4148以外这种成阶层的120kHz下的波形不随频率变化

显然，很多电路都需要一种能够导通之后可以锁定或钳位电压变化比20V/μs更快的二极管。因此，如果希望在一个快速脉冲检测器中得到连贯性，就需要与那些二极管能够连续导通的供应商合作。因此，考虑到元件的其他不规范的特性，

68

必须首先通过评价和检测，然后细化自己的要求来避免碰到“坏”的器件。此外，如果需要二极管电路快速导通且过冲很小，就必须保证版图的电感很小。对电路的电感而言，导线的长度只要几英寸就会使良好的高速整流器变差，而且过冲很大。

能够快速开关的“二极管”是采用二极管接法的三极管。典型的2N3904发射极可以在忽略过冲的情况下，在0.1ns中进行开关，并且在1V下有小于1pA的泄漏电流，或者在4V下有小于10pA的泄漏电流。（实际上这种二极管的基极与集电极相连）。尽管如此，它只能承受5或6V的反向电压，且大多数发射极－基极结在6或8V下就会被击穿。尽管如此，如果你可以将电路配置为只有几伏电压，这种采用二极管接法的三极管能够成为快速的、低泄漏电流的良好二极管。它们的电容稍微大于1N914的1pF电容。

6.3 二极管的其他不同寻常的功能

如果将LED置于黑暗中，由于其材料的高带隙电压使得LED表现为一种给人印象深刻的低泄漏二极管。这种LED在100mV正向偏置或1V反向偏置时其泄漏电流小于0.1pA。

当然也没有必要加大二极管的反向偏置而引发泄漏问题。我曾经设计过一个混合运算放大器，将二极管在第二级输入以并联反向连接的方式来避免严重的过驱动问题（见图6-3)。在电路运行前我根本没有想到这些二极管会出问题—运算放大器的电压增益在125°C时迅速下降。为什么呢？因为二极管是1N914而它们的泄漏电流从室温下的10nA上升到高温下的8μA。并且，零偏置下二极管的电导大概是（20mS~30mS/mA）$\times I_{LEAKAGE}$，这意味每个二极管相当于6kΩ的电阻。

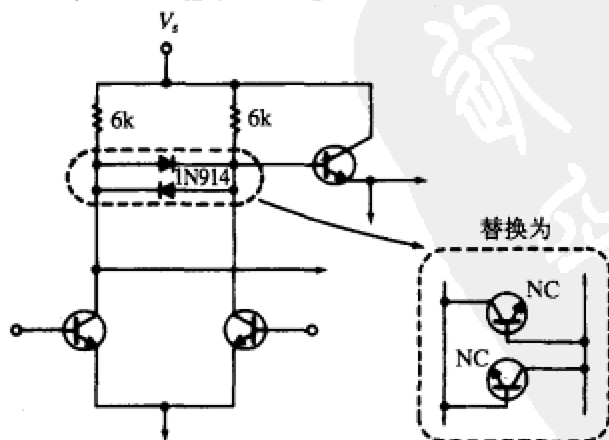


图6-3 尽管该运算放大器第一级的二极管正向或反向偏置都只有几毫伏，但在高温下，这些二极管的阻抗比第一级的输出阻抗或第二级的输入阻抗要小得多。因此，运算放大器的增益急剧下降

69

因为每个端口的输入阻抗只有6kΩ，所以即使二极管的正向偏置和反向偏置都只有1mV，运算放大器增益也会下降到四分之一。当用三极管的集电极－基极结代替这些二极管之后，增益就恢复正常。

因此，不能因为结饱和电流很大就认为二极管在零偏置下阻抗就很高。比如说，25℃下典型的1N914即使只有1mV偏置也会泄漏200pA~400pA的电流。因此在室温下，1N914也不适用于作为钳位或保护二极管，尽管其上没有实际的电压偏置，但也不能将其用在诸如FET—输入运算放大器输入端的钳位那样的简单应用中。

二极管为什么会失去作用呢？如果你希望某个二极管导通或断开，但是它没有如期工作，或者像我提到的那样：没有预料到的行为也许不能算二极管的失误，但是它的确会带来难题。

此外，如果给某个二极管加上反向电压而不限流或加上过量的正向电流，二极管肯定会失去作用。当二极管失去作用时,它就相当于短路，变为一小片硅而不是开路。曾经有一批作用像恒温器的1N4148在75℃开路，但是如今很少出现这样的情况了。

最容易使二极管失效的方法是在电路导通时让二极管给一个大电容充电。大部分整流器都有在重复或一次性的情况下最大的额定导通电流。我一直非常喜欢摩托罗拉（Phoenix，AZ）手册上那些以脉冲长度和重复频率为变量的正向电流安全区的曲线。这些曲线画出来并不简单，但是确实是相当实用的工具。

生产商有时即便会给客户带来不便也不会改变流程。一般情况下，二极管的箭头指向色带（有时候外行人也叫负极），而生产商将色带画在错误端，那样你的电路肯定不会正常工作。还好如今反向标记的二极管十分稀少。但是某天早上一个工程师称二极管的“指向”端为正极，这会导致混淆和损毁。

一次我做了一个能够实时工作并能输出正确读数的精确测量工作盒，可是把它举起来测量波形时它就不能正常工作了，而且泄漏测试结果远不是零。每次我举起工作盒时，测量尺有一个读数：这让我以为自己做了一个测高计。经过研究之后我将问题锁定在一个FD300二极管上，它是一个具有黑漆的DO-35玻璃封装。这个二极管的涂层有一小部分已经脱落，所以当我举起测试盒时，光线照在仪器的二极管上并进入二极管。大部分二极管不会有这样的特性，而且涂层也不会脱落。

为了尽可能避免以上列举的问题出现，我建议用以下的策略：

- 每个供货商的元器件限定用于特定的场合下。这对于元器件工程师来说是全职工作，当然还需要设计师的建议和向制造工程师咨询。
- 与各个生产商保持良好的关系。
- 要求生产商在对产品做了改进时——或者之前——提醒你。
- 找到一个可以替代的供货商和产品以免特殊情况发生。

我的上司可能会对我如此宣传感到不满，但是有两个供货源明显好于只有一个供货源。“一个货源好于两个”的论断在我听来显得很虚伪。两个可能好于七八个，但是一个比不上两个。

6.4 齐纳击穿

所有的二极管在太大的反向电压下都会击穿，但是齐纳二极管是一种以预定方式击穿的二极管。齐纳二极管最常见的问题是通过电流太小，这样它会变得不稳定。大部分齐纳二极管在小反偏电流下，具有清楚而明晰的拐点，但是这个陡峭的拐点并不能保证在额定的拐点电流之下。

有些齐纳二极管即使再小心使用效果也不够好。与高压齐纳二极管相比，低压（3.3~4.7V）齐纳二极管不够稳定，具有很差的噪声、阻抗指标以及温度系数——即便加上极大的大电流来使其高于拐点。这是因为电压在6V以上的齐纳二极管是雪崩模式器件，其机制与低压（即实际中使用的齐纳二极管）很不一样，效果更好。在低压的情况下，类似LM336和LM385的低压带隙参考非常普遍，因为与低压齐纳管相比它们的性能更优。

像1N825那样的低温度系数齐纳管只能保证工作在额定电流，比如说7.5mV下温度系数很低。如果调整此偏置电流，温度系数会有所变化，但是某些齐纳管不能偏离标称偏置工作。同样也不要试图测试1N825的“正向导通电压”，因为“正向”偏置在70~80V时这种温度补偿二极管会击穿。击穿会损坏元件特性，降低其性能和稳定性，同时增大噪声。

LM329是一种普遍的6.9V参考源，因为其温度系数与工作电流无关，它能在1mA~10mA中的任何电流下工作。LM399由于其内部的加热器将结温度保持在+85°C，因此其非常普遍，而且它能每摄氏度保持1/2~1ppm。LM329和LM399也具有长期稳定性，例如一般在每1000h 5~10ppm。LM129/LM199/LM169的内部齐纳管比起单独的元件（1N825或其他类似的齐纳管）在导通和断开时有着更高的稳定性。

当在向齐纳管注入骤增的电流之前必须检查电流和时间的下降曲线，这与开始提到的整流器曲线类似。这些曲线显示不能给一个10V、1W的齐纳管长时间加入1A的电流。

实际上，大部分整流器都严格要求在额定电压下工作，如果非要超过此反向额定电压而将其击穿，将会大大降低其稳定性。为了避免不稳定，可以重新设计电路以减小过压或者加一个RC二极管阻尼器以消耗一部分能量，或者可以用一个雪崩控制整流器。这种整流器能够保证在反复的过压下安全而稳定地工作而不会被击穿。这种器件的生产商会向你解释如何使用它们来避免出错。

如果确实需要一个传导骤增电流的齐纳管，可以试试美国国家半导体公司(Tempe, AZ）专门设计的额定骤增齐纳器件——瞬时电压抑制器。你会发现1W器件，比如1N5629至1N5665A系列，比大部分10~50W的齐纳管能够更好地处理骤增的电流。如果需要一个能够传导大电流的真正齐纳管，则可以使用功率晶体管(见图6-4)。正如前面所提到的，当功率过大时二极管会短路，而且齐纳管不能从短脉冲中吸收预定的能量。这让人很讨厌，但是IC设计者能利用这种情况吗？答案是肯定的。

71

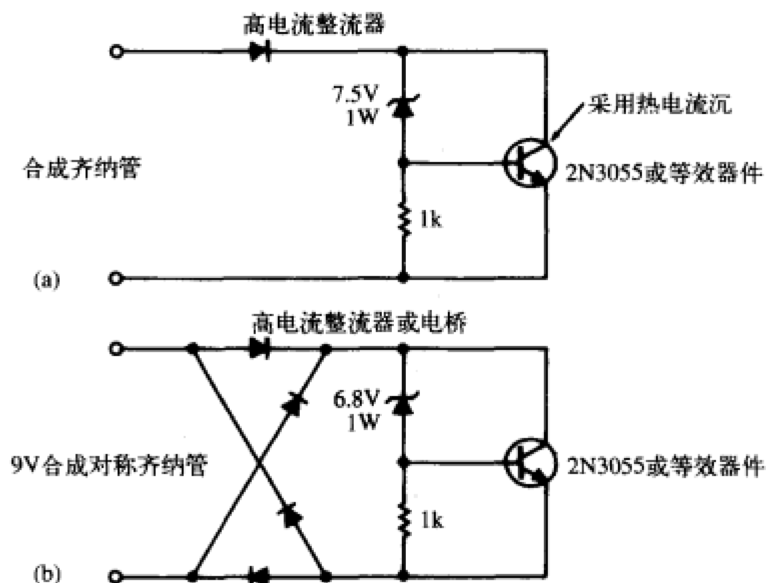


图6-4　图（a）中合成齐纳管的功率与功率晶体管在一个级别。(b）中的合成齐纳管与（a）中的基本相同，但是一个对称匹配的双端口合成齐纳管

运算放大器的V_{OS}大部分取决于第一级负载电阻的比值。IC设计师可以将负载电阻不同部分的齐纳管连接起来。当测量V_{OS}时可以决定用5ms、0.3~1.8A的脉冲使哪一个齐纳管短路。这个齐纳管迅速变为一个小电阻（约为1Ω)，因此那一部分的阻性网络短路，V_{OS}得到改善。

在美国国家半导体公司的LM108中首先使用了齐纳击穿技术，虽然加拿大的Precision Monolithics公司在首先记载了这种技术之后大量使用。即使这是一种有用的方法，但必须确保没有将大量静电荷释放于与齐纳管连接的端口。如果只是因为好玩和效益而击穿齐纳管，你一定会发现击穿之后齐纳管会在黑暗中发出漂亮的闪光。除此之外如果你不希望它们短路千万不要击穿齐纳管。

这种齐纳击穿在数字集成电路中也很流行，被称做“纵向熔丝”或者更准确地说是“抗熔断”。如果IC设计师用铂硅化物代替铝镀金法用于内部连接，这样的二极管就不会被击穿了。

6.5 在黑暗中发光的高效二极管

一次我需要100个LED，于是我从最便宜的货源那儿买了200个。我希望能够在得到好元件的同时也有一些性能较差的让我做一些最坏情况测试。但是我失败了；每一个LED具有同样的强度。作为墨菲定律的引申，最差情况一般仅出现在要依赖于器件一致性的时候。

只要你不使用电烙铁灼烧LED或加上超大的电流，LED将会非常稳定。我的墙上有一个包含650个便宜的塑料封装LED的温度计。这些LED在40 000 000个工作小时内只有一次失效。LED的最大问题在于我总是不知道哪一端是“正极”，我总是通过测量二极管来进行推导。 72

6.6 光隔离器

光隔离器，也称为光耦合器，一般包括一个红外的LED和一个检测LED辐射的灵敏光转换器。在使用比较便宜的4N28时我发现有必要增加电路来得到中等的速度。比如说，如果减小图6-5中的偏置，就能使4N28在50kHz下工作，否则器件在4kHz下也不能保持稳定性。通过在端口4和端口6之间加入电阻能减小光绝缘体的断开时间。

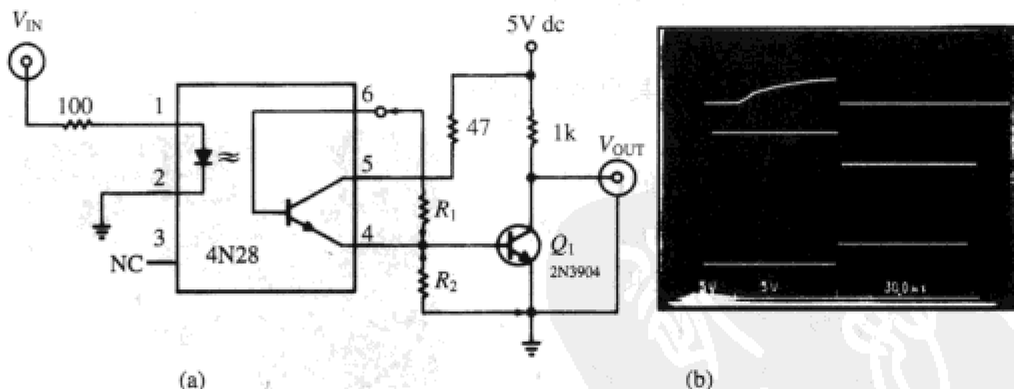


图6-5 向便宜的4N28光隔离器中增加R_1和R_2，使其在最低延迟下处理更快的信号——5μs对60μs。波形照片的底部轨迹是输入波形，顶部轨迹是该电路没有R_1和R_2的输出波形，而中间的轨迹是R_1=2MΩ并且R_2=1kΩ时的输出波形

我评估了不同制造规格的4N28，得到了各不相同的结果。比如说，8mA下的总电流增益会从15%变化到104%，尽管标称只是最小10%。此外，从LED到光二极管的传输效率变化的范围大于10：1，晶体管的β从300变化到3000。所以，与β和f_{3dB}相关的三极管的响应速度也会在10：1的范围内变化。

如果你的电路不允许增益和频率响应变化如此之大，那你就遇到麻烦了。例

如两个电路（一个是光隔离开关稳压器[3]，另一个是4mA~20mA的检流器[4]）都具有足够的简并性，所以市面上的任何一个4N28都能正常工作。我曾经有一堆不同生产商制造的“最坏情况”的4N28，可以将它们置于典型的和有问题的电路中。可惜的是，我现在已经没有这些器件了，不过它们真的相当有用。

73

光隔离器件的数据手册中大部分都没有清楚的V_F曲线或者列出任何典型值；这些手册只有最坏情况参数。因此，你也许没有意识到在光绝缘体中的LED的V_F比单独的红色或红外的LED小几百毫伏。相反，高强度或高效率的红色LED的V_F比普通的红色LED大150mV（参考附录E）。DEAD（Darkness Emitting Arsenide Diode，黑暗中发光的砷化二极管）的V_F甚至没有明确的定义。

一次我给一个断路器模块进行故障诊断。在这个模块中，红外LED和光传感器之间由一条缝隙分隔。一个断路器（比如说一个齿轮）因此阻断了光线。我用一张纸测试了一个模块，没有得到任何结果，晶体管始终接通。之后呢？结果好像一张纸能够散射红外线但是不能完全削弱它。一张薄硬纸板或两张纸当然能够阻断光线。

6.7　太阳能电池

不需要的光线照射到半导体的PN结上只是你在设计精确放大器尤其是高阻抗放大器时遇到的麻烦之一。像二极管的PN结那样，晶体管的集电极－基极结也是一个很好的光电二极管，但是集电极的塑料、环氧化物或者金属的封装基本上能够很好地挡住光线。

当光线照射到任何二极管的PN结上时，光的能量转化为电能，因而二极管自身就具有正向偏置。如果在其两端加上负载，就能得到相当大的电压和电流。例如，可以并联大量大面积的二极管来给电池充电。这个系统最不可靠的部分是电池。电池不能无数次地充放电，它们最终会拒绝释放电荷。如今大家都读了很多关于电池功能汽车的神奇报道，但是报道的作者总是忽略几百个周期就必须更换电池的可怕代价。他们似乎认为只要忽略这个问题就能解决这个问题。



图6-6　使用太阳能电池阵列能够在阳光下得到电能（照片版权属于Peggi Willis）

太阳能充电电池的确很有吸引力。其实更好的方法是用太阳能充电的在夜

间工作的灯。这种灯根本就不需要电池，它只需要一根12 000mile长的延长线。严格地讲，太阳能电池最大的问题在于其封装；大部分半导体不必像太阳能电池那样在太阳下或雨中工作。既要做到可靠的封装又要廉价对于太阳能电池来说是一个主要的问题。

除了封装之外，太阳能电池的另一个问题在于其温度系数。正如其他二极管那样，当温度上升时，太阳能电池的V_F以2mV/°C的速率下降。因此，随着越来越多的阳光照射到太阳能电池上，它也产生越来越多的电流，但是电压最终会下降到电池电压之下，因此充电也停止了。使用反射器以在电池上集聚更多的光线会导致温度系数问题。冷却能够减缓这个问题，但是随之而来的复杂性压倒了太阳能电池简单性带来的好处。

6.8 电池

最后来谈谈电池的问题。电池和二极管的唯一相似处在于它们都是二端口元件。电池是一种复杂的电气化学系统，大量的文献描写了每类电池的特性[5]~[10]。 74 这里我不能全面而且公正地介绍，但是我可以大概描述给它们进行故障诊断的基础。

首先，参考生产商的数据手册了解在怎样的负载和充电周期下能够获得最优的电池寿命。用恒定电流而不是恒定电压给镍镉型电池充电，而且当它快充满时注意它的温度不要过高。过热是电池也是半导体器件的大敌。当将电池用于长放电周期时，一定要参考数据手册或者生产商的说明书和使用手册。有些权威人士建议偶尔完全放电一次；另外一些则说当电池完全放电时，电池中的一部分单元比其他的单元先放电干净，然后会反向充电，这对电池很不好。我也说不准谁的说法对。

有时候镍镉电池会短路。如果这在低电荷状态下发生，电池会保持短路直到用高电流脉冲刺激它。我发现给一个470μF电容充电到12V电池能够很好地使电路短路。如果470μF的电容做不到可以换3800μF的电容。

给一个铅酸型电池充电时，以每个单元2.33V的浮动电压充电。温度上升之后，以大约6mV/°C的速率减小此浮动电压；此外还要参考生产商的建议。当一个铅酸型电池大放电（小于每个单元1.8V）时，应该立即充电否则其寿命会由于硫酸盐化作用而大大缩短。

从铅酸型电池中得到过量的电流时一定要小心；电流极大的电池有可能会过热或爆炸。给它们充电时也要小心，注意氢气或者其他气体的积聚有可能会爆炸。

此外，在适当的场所处理废弃的电池。打电话向当地的固体废弃物处理处咨询处理电池的时间和地点。有可能一部分可以循环使用。 75



图6-7 维护电池要注意其充电、放电和温度（照片版权属于Peggi Willis）

参考文献

[1] Pease, Robert A.,. "Bounding, clamping techniques improve on performance," *EDN*, November 10, 1983, p. 277.

[2] Pease, Bob, and Ed Maddox, "The Subtleties of Settling Time," *The New Lightning Empiricist*, Teledyne Philbrick, Dedham MA, June 1971.

[3] Pease, Robert A., "Feedback provides regulator isolation," *EDN*, November 24, 1983, p. 195.

[4] Pease, Robert A., "Simple circuit detects loss of 4-20 mA signal," *Instruments & Control Systems*, March 1982, p. 85.

[5] *Eveready Ni-Cad Battery Handbook*, Eveready, Battery Products Div., 39 Old Ridgebury Rd.,Danbury, CT. (203) 794-2000.

[6] *Battery Application Manual*, Gates Energy Products, Box 861, Gainesville, FL 32602. (1-800-627-1700). (Note: A sealed lead-acid and NiCd battery manual.)

[7] Perez, Richard, *The Complete Battery Book*, Tab Books, Blue Ridge Summit, PA, 1985.

[8] Small, Charles H., "Backup batteries," *EDN*, October 30, 1986, p. 123.

[9] Linden, David, Editor-in-Chief, *The Handbook of Batteries and Fuel Cells*, McGraw-Hill Book Co., New York, NY, 1984. (Note: The battery industry's bible.)

[10] Independent Battery Manufacturers Association, *SLIG System Buyer's Guide*, 100 Larchwood Dr., Largo, FL 33540. (813) 586-1408. (Note: Don't be put off by the title; this book is the best reference for lead-acid batteries.)

第 7 章　识别和避免晶体管问题

尽管包括三极管和MOSFET在内的晶体管可以免受许多问题影响，但还是会遇到许多麻烦。鲁棒的设计方法以及对于其性能特性的适当假设会指引你远离晶体管可能出现的问题困扰。

晶体管很神奇，它们非常强大而且通用。通过一堆晶体管，你可以构建任何高性能的电路：快速运算放大器、视频缓冲器或者独特的逻辑电路。

另一方面，晶体管在产生故障方面也相当独特。比如说，一些简单的放大器可能在输入与信号源或者输出与地短接时不能正常工作。还好大部分运算放大器的要求没有那么苛刻，因此可以保证正常工作。在设计μA741和LM101时，加入了额外的晶体管以保证输入和输出可以在这种情况下工作。但是当单独的晶体管在其输入端接入过大的正向或反向电流时很容易受损，而且几乎每个晶体管都有可能熔化。所以工程师应该合理设计电路以防止晶体管爆炸，并且如果电路出了问题我们也一定要进行故障诊断。

一个简单而且常被忽略的问题是错误地安装了晶体管。由于晶体管有三个端口，连接错误的可能性远大于二极管。小信号晶体管大部分非常靠近印制电路板，以至于无法判断引线是否交叉或者晶体管的外壳与电路板是否短路。实际上，我记得有些引线交叉的电路板，而且大概十分之一的晶体管用错了类型——本来是NPN却错用了PNP或者情况相反。我研究过很多这样的问题，但是从来没有见过哪一个电路板在用错了晶体管的情况下照样正常工作。所以注意区别P和Q、P和N、2N1302和2N1303，以及2N3904和2N3906。

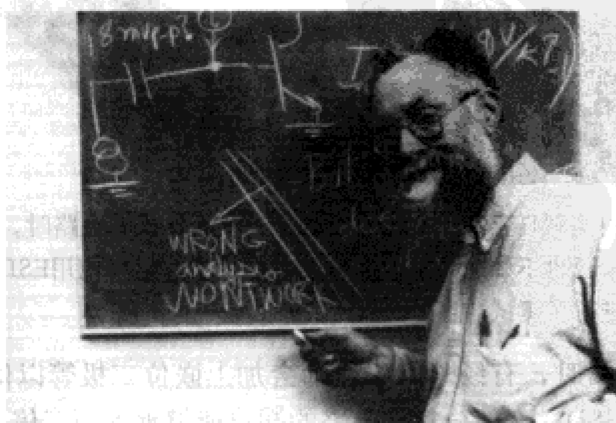


图7-1　使用公式来分析电路有时候可以帮助解释问题。但是如果公式本来就不适用，结果肯定是弊大于利

除了正确安装晶体管之外，还需要正确设计电路。首先，除了完全与外电路隔绝外，晶体管同样要有输入保护。大部分晶体管能够承受几十毫安的正向偏置电流，却无法在“只有几伏”的正向电压偏置下工作。增加保护元件是一件让我头疼的事。MIL-HDBK-217规范总是说加入元件会降低电路的稳定性。然而当加入电阻或者晶体管来保护放大器的输入或输出时，电路的稳定性实际上是改善了，所以也不是任何军事规范上的内容都可信。可以参考参考文献[1]关于MIL-HDBK-217上计算稳定性概念的详细说明。

同样，不能让晶体管的基极放出电流，否则基结－发射极结会击穿。即使只有毫微安量级或者持续时间也很短，这种反向电流也会降低晶体管低电流下的β，至少只是暂时性的。所以在精确性要求很高的情况下，尽量避免输入反向偏置。

77

Bob Widlar提醒我晶体管的大电流β基本上不会因为这种击穿而降低，所以对于开关稳压器的V_{EB}，这种击穿不会有什么坏处，也不会降低大电流β。

晶体管受静电释放（ESD）的影响很大。在干燥的天气下行走在地毯上会带上几千伏的电荷，之后用手指接触NPN管的基极，这可能不会出什么问题，因为正向偏置的结可以承受在毫秒量级下几安培的电流。但是，如果用手指接触基极接地的NPN管的发射极或者PNP的基极，很有可能会反向偏置基极－发射极结。这种反向偏置会大大损伤基极－发射极结，甚至会损毁这个小小的晶体管。

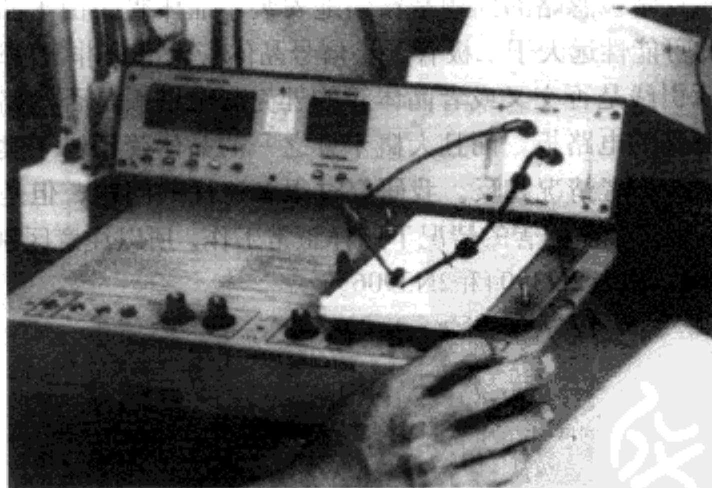


图7-2　当使用真正的ESD脉冲去触击一个元件或者电路时，你可能永远也不知道会出什么样的麻烦，除非已经使用ESD模拟器进行了测试

在设计集成电路时，有经验的工程师会加上嵌位二极管以保证每个端口最小能承受±2000V的ESD。大部分集成电路的端口能够承受两三倍这么大的电压。这种承受ESD设计的目的是基于“人体”模型的，其阻抗相当于100pF的电容串连

1500Ω的电阻。对于结的大小比集成电路上的几何结构大得多的单个晶体管而言，ESD的带来的损害并不严重。但是在某些情况下ESD的损害仍然存在。类似2N918、2N4275和2N2369等高精度RF晶体管的结非常小，因此有时候甚至会在“当你非常注意它们的时候”击穿。

其他与晶体管有关的问题出现在当工程师做出假设的时候。每个初学者都知道晶体管的V_{BE}随着温度的上升以2mV/°C的速率下降，并且电流每上升10倍时V_{BE}就增加60mV。千万别忘了这条规律的副作用，或者在极端温度下误用它们。不要对V_{BE}随便做出假设。比如说，对于两个相距0.1in的晶体管，在附近存在热源、电源、冷风或热风的条件下假定它们的V_{BE}有很好的匹配就不合理。当然也存在好的情况，像LM394那样的单片双晶体管就匹配得非常好。

我曾经见过有人获得电路专利，而该电路甚至不能正常工作，这是因为对V_{BE}和电流的之间关系的误解造成的。对于具有相同的V_{BE}和小电流的两个匹配晶体管，假定它们有相同的V_{BE}的温度系数是合理的。但是，对于来自不同生产商或者相同生产商不同批量的两个晶体管就不能做这种假定。同理，来自不同生产商的晶体管在进入和离开饱和状态下也会有不同的特性，尤其是在高速下使用的晶体管。我的经验是身边有位器件工程师非常有用，这可以避免不合格的元件干扰你的电路性能，从而大大减少你的烦恼。

工程师们不得不做的另一个假设与晶体管的失效模式有关。大部分情况下人们觉得晶体管会像二极管那样在短路电路或低阻抗模式下失效。但是和二极管不同，晶体管通常通过相对小的焊接引线与引线相连，所以如果电源的输入能量很大，短路电路会导致流过极大的电流，从而使焊接引线气化。当焊接引线失效后，晶体管最终像开路一样失效。

7.1 β愈大愈好吗

能够采用大β晶体管设计电路当然很好，而且有人认为“好东西自然多多益善”。但是和生活中许多事物一样，过多可能就是灾难。h参数h_{rb}在基极接地的情况下等于$\Delta V_{BE}/\Delta V_{CB}$。很多工程师都知道$h_{rb}$会随着β的增大而增大。当β和$h_{rb}$同时增大时，晶体管的输出阻抗减小；其厄利（Early）电压减小，电压增益和共发射极击穿电压V_{CEO}也随之下降（晶体管厄利电压是指假设基极驱动不变时，能够使集电极电流增加到其低电压值两倍的V_{CE}大小。V_{Early}大约等于26mV×（$1/h_{rb}$））。所以，在许多电路中都存在增大β值使得增益下降而不是升高的情况。

另一个有效地增大“β”的方法是使用达林顿（Darlington）连接；但是电压增益和噪声会降低，响应会变得奇怪而且基极电流会稍微减小。当我是一个年轻的工程师时，我研究了泰克公司（Tektronix）在其主机和插座中合理利用电子管

和晶体管的方法。那些设计师并没有使用太多的达林顿连接。直到现在，我一直在研究不使用达林顿连接或者级联跟随器的原因。一直以来，（在大部分电路中）具有匹配的β值比具有极高的β值更加重要。可以自己设计匹配的β值，也可以购买像LM394那样的单片双匹配晶体管，也有在单一衬底上的四五个匹配晶体管，比如说像LM3045和LM3086那样的单片晶体管阵列。

三极管最大的优点在于其跨导g_m相当稳定。在室温下，$g_m=38.6\times I_C$（这与上一章提到的二极管正向跨导类似）。因为电压增益定义为$A_V=g_m\times Z_L$，计算起来非常简单。在某些情况下需要调整这个简单的公式。比如说，加入了一个发射极抑制电阻R_e之后，有效跨导减小为$1/(R_e+g_m^{-1})$。A_V也会受室温变化、发射极电流偏置变化、与负载并联的暗阻和晶体管的有限输出阻抗影响。一定要记住较高β值的器件相比于一般器件其输出阻抗*更差*。

虽然偏置正常的三极管的跨导是可预测的，但也要小心β变化范围很大并且也不完全是可预测的。因此在β过大或过小从而对工作点和偏置造成偏移的情况下，一定要注意性能上的不利漂移。

7.2　场效应管

对给定的工作电流，场效应管与三极管相比，其g_m更差，不得不对其测量看看它究竟有多低。此外，FET的V_{GS}变化范围很大，因此比三极管更难进行偏置。

JFET（结场效应管）在20年前非常流行，因为它们和30Ω或更低的电阻可以制作模拟开关。至少在常温或低温下，在更低的输入电流下JFET比三极管可以得到效果更好的运算放大器。BiFET™[1]工艺使得与三极管一起在单片电路上制作JFET成为可能。在V_{OS}温度系数、长期稳定性和电压噪声方面，最好的BiFET输入特性的确与最好的三极管相比稍微有差别。但是这些BiFET特性随着流程更新和创新的电路设计逐渐改善。结果BiFET在电压精确度上已经和三极管相当了，而且还具有室温下低输入电流的优势。

79

当电流流过源极时，JFET的栅极电流比没有电流流过源极时要大得多（此电流被称为I_{gss}）。我在20年前就发现了这个现象并与Crystalonics公司的Joel Cohen讨论过，我们把这称为“Pease-Cohen效应”。我认为这是由于不完美的电阻接触造成的，但是其他工程师认为这实际上是由碰撞电离或者是“热载流子”造成的。无论如何，栅极电流都与源极电流成线性增长关系，与漏极－源极间的大电压成指数关系。

我记得曾经做过一个混合电路，某些JFET栅极*被假设是*通过晶片的背面连接

1. 美国国家半导体公司的商标。

的。我发现有些芯片的冶金流程不合理导致了一些奇怪的性能。开始，栅极似乎的确连接到晶片下的金属，而且好像会长期保持这样的状态。之后过了一会儿栅极似乎是开路的，真正的栅极和晶片的底部之间有1V的误差电压，放大器的V_{OS}会因此增大1V！直到一周后瞬时电压修复了连接之前，栅极始终保持断开！由于无法加速一周的失效周期时间，这样的间断非常糟糕。所以必须在芯片顶部的栅极焊盘上加上焊接引线，这本来是不必要的。

在设计混合电路时，必须保证芯片的底层与正确的直流电压相连接。FET芯片的底层大部分与栅极相连，但是也可能是与一个未详细说明的大阻抗相连。为了确保得到良好的栅极连接而无需在晶片顶端的栅极金属焊盘上加上焊接引线，你不得不是一个优秀的化学家或者冶金学家。

分立的三极管晶片的衬底是集电极。大部分线性和数字集成电路衬底与负电源相连。LM117与类似的可调节正向稳压器是个例外，它们的衬底与V_{OUT}相连。LM196稳压器的衬底与正电源+V_S相连，MM74HC00系列芯片、NSC LMC660和LPC660系列以及Harris的大部分介质绝缘运算放大器也是如此。因此要小心集成电路的衬底连接。如果LM101AH运算放大器的金属外壳与地或+V_S相连就会遇到麻烦。同样也不能让HA2525的外壳与地或−V_S相连。

80

MOSFET在数字集成电路中被广泛使用，但它同样在模拟开关之类的模拟电路中也非常普遍和十分有用。像CD4016和CD4066那样的四相开关由于小（典型值）的泄漏电流和低廉的价格很受人们欢迎。以MOSFET为输入端的运算放大器在通用运算放大器市场上非常畅销。MOSFET过去因为大噪声而不受重视，但是像LMC662双运算放大器这类新型IC器件，证明了清洁的处理能够解决这个问题，使得MOSFET和BiFET一样有竞争力。它们使得输入电流有了1000：1的改善，能从10pA减小到10fA。还要注意不要让ESD靠近输入端。大部分MOSFET输入线性集成电路的确包含保护二极管，因此能够承受600V的电压，但是2000V就不行了。如果使用无保护的MOSFET，例如3N160，必须在器件焊接在安装了保护二极管的印制板之前保持引脚短路。以上这些我都会做，而且我使用有机溶剂和肥皂水冲洗晶体管封装。此外，我通过把栅极引脚拔起来置于空气中和点到点的布线将敏感的栅极与印制板完全隔绝。空气作为一种优秀的电介质，也是很好的绝缘体[2]。到目前为止，从来没有发生过出故障的输入引脚或者效果差的泄漏——至少不会比10fA差。

另一方面，当使用CMOS数字电路时，我总是直接把它们插进孔中；既不用导电泡沫也不在手腕上戴上接地带。我从来没有遇到什么麻烦——只有一次例外。有一次我在地毯上拖着步子走，之后用单个手指指着一个CMOS集成电路。当时有一小段大概5000V的ESD引起的噼啪声，之后电路发出一阵大的劈啪声而且整

个电源都跳闸了。由于ESD测试大部分在断电下进行，因此如果上电测试可能就会出现我刚才提到的麻烦。对于任何生产商申明免受ESD危险的器件都要小心。

某个读者提醒我说某些情况下如果对CMOS集成电路随便使用ESD，它们也许不会立刻出错，但是之后会变得不可靠而且会发生故障，所以我必须警告你千万不要在没有接地的情况下随便碰CMOS集成电路，这样有可能导致潜伏的不稳定问题。如果实在要在没有接地的情况下对CMOS集成电路进行故障诊断，如果要在电源总线很烫的情况下插入CMOS集成电路，这很可能给电路带来长期损害。但是你一定要有决断力，在可能出现的危险与更直率的故障诊断方法的好处之间进行折中。

7.3 功率晶体管可能会攫取电流

当将三极管越做越大之后，你可能会被引诱到极端而做一些大功率晶体管。但这存在着实际的限制。电路电容会引起难以接受的驱动要求，并且解决散热的问题也很困难。然而不管功率晶体管有多大，总会有相应的用途。将晶体管做得更大的最严重的限制就是二次击穿，即在“安全工作区域”之外驱动晶体管。如果功率晶体管在强电流和低电压下工作，包括发射极金属电阻和发射极固有电阻的该器件的分布发射极电阻，能够导致足够大的$I \times R$电压降使得整个发射极及其周围区域共享电流。如果将电流减半而电压加倍：功率不变，但是$I \times R$电压降减半。继续将电流减半而电压加倍直到镇流（见图7-3）都不够了，就会在发射极附近的高功率点形成一个发热点。V_{BE}的固有下降会导致小区域中电流的上升。除非立即切断此电流，否则它会不受限制地增长。这种“攫取电流”的效应会导

81

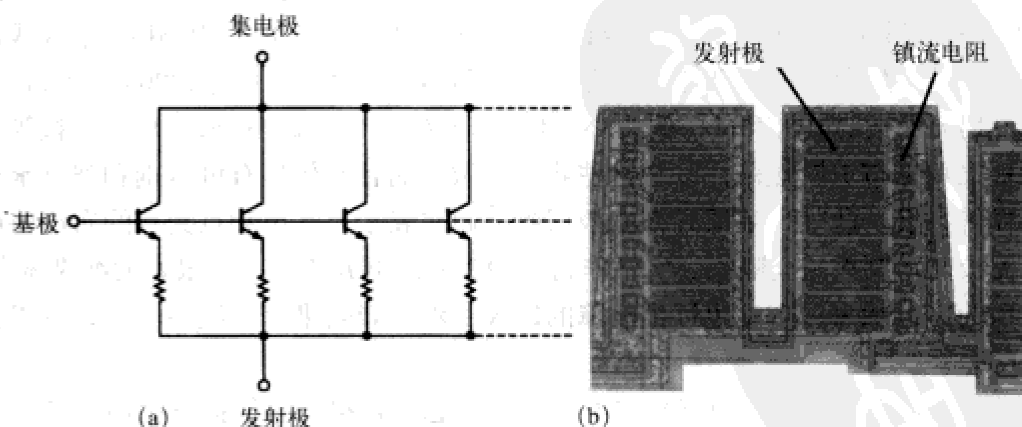


图7-3 镇流电阻，也称为共享电阻，总是与一系列并联的晶体管连接（a）来帮助这些晶体管分电流和功率。在集成电路（b）中，镇流电阻总是与相邻的发射极集成（美国国家半导体公司的LM138芯片图片）

致局部过热，甚至会使局部熔化或形成凹陷——这就是所谓的"二次击穿"。从定义上说必须越过器件的二次击穿点。线性集成电路的设计者使用镇流、单元版图和热约束技术的方法来防止可能的损害[3]。有些分立的晶体管也开始使用这些工艺。

幸好大部分生产商的数据手册包含了不同电压和有效脉冲长度之下的容许安全区域曲线，所以有可能利用普通的功率晶体管来设计稳定的功率电路。非可靠设计或故障出现的可能性随着功率水平的增加、电压的增大、充足的散热器的减少以及安全裕度的下降而增大。例如，如果散热器的螺钉没有上紧，散热途径就会减小而器件会变得非常热。

高温一般不会使功率管失效。但是，如果设计用来导通晶体管的驱动电路只设计一个基极－发射极电阻来断开它，那么在极高温度下，晶体管会自动导通而没有足够的方法去断开它。这很可能导致二次击穿以及过热和失效。尽管如此，82过热本身不会导致失效。我曾经将一个电烙铁加在三端口的稳压器上——我把它放在烙铁的尖端，之后跑去接电话了。当我第二天回来时，TO-3的封装仍然相当烫——＋300°C，手册上写着这个温度只能持续10s。在冷却之后，稳压器的性能正常而且满足规格要求。所以关于高温必然降低稳定性的古老格言并非始终正确。当然最好还是不要让功率晶体管太热，使用一个能够在高温时断开基极的基极驱动。

如果将散热器的螺丝拧得过紧，或者器件下的散热器变弯曲了，或者散热器受到撞击，或者出现其他外部问题，都会给电路带来麻烦。过载会导致晶片爆开。功率管下的绝缘垫圈会由于过载而爆裂，或者在几天、几周或几年之后失效。即使没有绝缘垫圈，过度拧塑料封装的功率晶体管的螺钉是少数几个用户完全损坏这些器件的方法之一。为什么最大10in、5typ的数字总是出现在我的脑海里？因为这是Thermalloy给我的关于TO-220封装的6/32装配螺钉的规格。对于其他封装，一定要用合适的扭转力。千万不要让壮汉去上紧这个螺钉。

7.4 应用5s法则

手指是非常好的测温器，但是一定注意不要在高压或高温器件下烧伤了手指。手指有一条很好的5s法则：如果你能将手指放在发热器件上5s，散热器很合适，则当前情况下的温度大概是85°C。如果一个器件比这个温度更热，那么就在手指上沾一点唾液，再仅接触热器件一转眼的工夫。如果立刻就干了，温度大概是100°C；如果是瞬间发出嗞嗞声，温度大概是140°C。当然你也可以用大概几千美元的价格买一个红外视频测温器。这样可以直接在电视屏幕上得到很好的彩色图像和等温区域的轮廓图，从这些图片中可以得到很多信息。一年里总有一两次我非常想借或者买一个红外视频测温器。

83

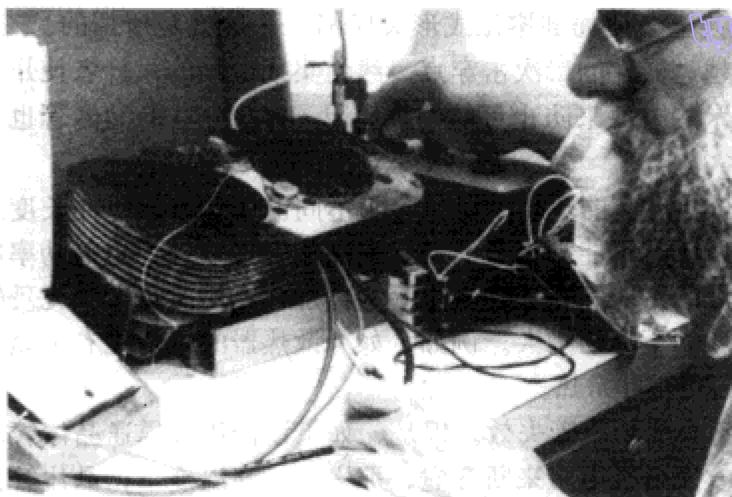


图7-4　当使用大功率放大器时，如果加上一个足够大的散热器会减小很多麻烦。散热器的热敏电阻小于0.5°C/W（照片的版权属于Peggi Willis）

7.5　制造结构带来了差异

使用功率三极管的另一个注意事项是存在两种主要的制造结构：外延基极结构和由美国仙童半导体公司（Fairchild Semiconductor）首创的平面结构（见图7-5）[4]（参考下面几段里关于过时的单次扩散式晶体管的评论）。使用外延基极结构的晶体管更结实而且其安全工作区域更广。平面型器件转换速度更快，频率响应更高，但是不如外延基极型结实。可以从Motorola 2N3771和Harris 2N5039的数据手册中比较这两种结构。2N5039平面型器件比2N3771外延基极型器件的电流增益带宽增大了10倍。2N5039比作为饱和开关的2N3771转换速度快很多，但是作为转换感应负载的2N3771的安全区域相当大。所以可以根据自己的需要选择定购的型号。

这里千万要注意，如果在线路板阶段使用一种型号的晶体管而在制作产品时使用另一种型号，那么你可能会忽然发现晶体管的带宽增大了10倍（或者减小为0.1），或者安全区域与典型值不匹配。也要注意平面型功率器件，比如说熟悉的2N2222和2N3904，在线性区域工作时几十兆赫左右的高频下它们就会振荡，所以要在基极或者发射极上加上焊珠来抑制振荡。慢速的外延基极器件就不需要进行这种处理。

当我第一次在1988年写关于故障诊断的文章时，仍然可以买到旧式的"一次扩散"晶体管，比如说2N3055H和2N3771。我当时说这些器件比外延基极型器件

的安全工作区域更大，所以如果需要一个"相当厉害的"晶体管作为驱动感应负载时可以考虑它。不幸的是这些晶体管已经过时了，它们的速度很慢（$f\alpha$大概为0.5MHz），晶片面积很大，价格也不菲。比方说，即使这种晶体管只需要一次扩散，某些情况下这次散射大概要20h。由于这些技术原因，近两年来它们的销量都很差，大部分都已经停产了。

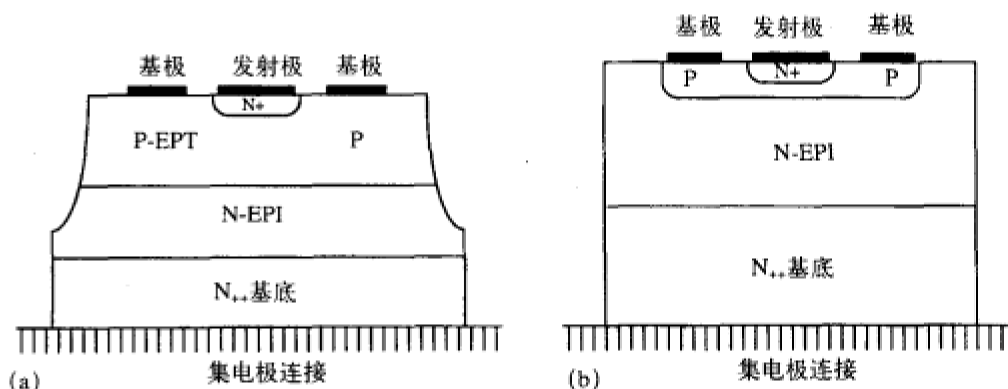


图7-5 功率晶体管的特性取决于它们的制造结构。外延基极结构（a）使用许多不同外延层的优势来得到很好的β、低饱和、小晶片面积和低廉的价格。这种结构需要平面蚀刻技术得到模具边缘的斜面。平面型功率晶体管（b）的面积和基极宽度都很小，频率响应很高，而且从正向偏置SOA的角度说它们没有外延基极型器件结实

所以现在谈论旧式的一次扩散元件有点太学术化了（见图7-6），但是我从历史的角度出发想在这里提一提。另一个原因是如果你参考我在EDN杂志上的报导之后想买一些我推荐的元件时，就会开始怀疑了。你会怀疑你自己、销售员和Pease三个人中有一个不太清醒。当我自己查询是否还有这些元件时，许多销售员一点也不知道我在说什么。最后我和技术人员谈的时候，他们向我解释为什么找不到这些元件了——他们相信我不是在做梦，但是这些元件最近已经不再生产了。有些生产功率晶体管的大公司的工程师非常热心，向我解释新方法使得平面功率晶体管在不损失速度优势的前提下能够到达其他型号晶体管的安全区域。功率MOSFET甚至有更宽的SOA，而且价格一直在下降，它们能胜任其他低SOA型晶体管所不能胜任的许多工作。这时我总算是明白了。

但是还有一个奇怪的问题。原来的2N3771是一次扩散元件。如果需要一个基极扩散型器件，可以用MJ3771。但是如果你现在订购2N3771，你会拿到一个能够满足甚至是超出JEDEC 2N3771规格的外延基极器件。它会比你预想的要超出更多，比如说其电流增益带宽变为10倍到20倍，甚至更多。所以如果要用现在的2N3771去替代旧式的2N3771，要注意这两个器件已经不同了。

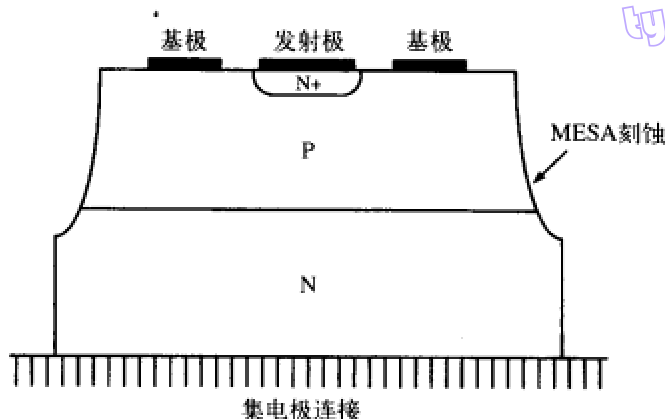


图7-6　在旧式的一次扩散结构中，N型掺杂剂在薄P型晶圆的正反面同时扩散。从正向偏置SOA来考虑，这种结构相比于更先进的外延基极晶体管更加结实，而且安全工作区域更大。但是，这种工艺已经过时了

7.6　功率电路设计需要更多的经验

对于许多功率电路而言，晶体管的选择不如以前的例子中那么简单了。所以一定要注意。这方面的设计不是刚出校门的人能做的，当中存在许多对于专业人员来说也非常棘手的问题。比方说，如果想加入镇流电阻保证电流由好几个电阻分流，还是需要进行晶体管匹配工作。这个匹配并不轻松，需要考虑工作条件，决定β和V_{BE}等参数，还要思考如何避免不同生产商器件的混杂。这样的设计非常重要。功率电路的性能或者稳定性相当差，而且有可能这不是晶体管的问题。相反，很有可能是由于驱动电路的问题或者散热器不够用。有可能不经意间使用了不同性能的器件代替本来的器件，或者选择了不适用于电路功能的晶体管。

有可能发生以下的情况：你做了10个电路原型，它们都工作良好。但当你再做100个时，有一半都不能工作。如果你向我征询意见，我就会问："它们都工作正常吗？"然后你给我肯定的回答。但是等一下，有10个工作正常的电路原型，但是电路设计仍然存在问题。很有可能电路原型并不是真的工作良好。如果你带了电路原型来，有必要重新看看电路是否还有余度。如果这10个电路原型增益为22 000，但是产品电路的增益只有18 000从而没有达到最小规格20 000，你就把这些新产品称为不能工作。所以这并不是电路不能工作，而是你的期望太不实际了。

毕竟每位工程师都曾经见过本来不可能工作的电路运行了一小会儿。如果之后电路突然停止工作了，这显然会使得我们变得绝望。但是临界的设计和临界的元件哪一个会最让你烦恼？这不可能有答案。如果你设计时有一些安全余度，也许两个问题都能克服。但是设计时绝对不可能存在大的余度来应对各种可能性，否则你的电路会非常复杂。这就是经验和判断力起作用的时候了……

86

一个在日本的老朋友写信说："为什么你说要为一批开关稳压器中40%的器件进行故障诊断？在日本这肯定会被认为是一项糟糕的设计……"我回答说我同意这听起来像是个问题，但是如果你了解了问题的原因是什么，那就不应该指责了。如果是工艺不好，怎么办？那样就不是设计的问题了——除非设计太难实现以至于不能按照设计实现电路组装。或者有可能电路中有坏元件。或者可能余度没有设计好以至于一部分电路——可能需要对某些元件进行额外的测试或屏蔽——需要在生产之前进行更改。但是你不能说任何问题都是由设计师造成的。如果设计师的开关稳压器在生产时从来没有出现任何问题，但是它每$8in^3$只有1W的能量，而且所有的元件都很昂贵，对于每一个元件在流水化之前都需要昂贵的测试来证明存在良好的安全区域。这就是很好的设计吗？我怀疑。因为这好像试图以过大的安全系数建造飞机，它很有可能比747还大而只能装载10名乘客。每个电路都必须以合适的安全系数进行设计。如果你用一个总能确保工作的晶体管，这就会带来不经济的安全系数。需要判断力来获得合适的安全系数。

7.7 避免MOSFET二次击穿

在考虑功率管时，MOSFET存在一定的优势。很多年以来，MOSFET比三极管转换更快，驱动需求更小。而且MOSFET在对抗二次击穿和攫取电流方面存在内在的稳定性，这是因为I_{DS}对V_{GS}的温度系数在高电流密度下本来就非常稳定。如果功率器件的一部分变得非常热，它会趋于承载更少的电流，因此存在避免失控的内在机制。这种内部镇流的特性是MOSFET比三极管更加流行的重要原因。尽管如此，最近有评论说如果在足够高电压和小电流的情况下导通一个MOSFET，电流密度会变得很小，I_{DS}对V_{GS}的温度系数反向变化，而且器件来自攫取电流的内部自由度会散失[5]。所以在大电压和低电流密度的情况下，一定要注意这个可能性。当V_{DS}变得足够大时，MOSFET会出现与三极管类似的攫取电流和"二次击穿"。

最新的功率MOSFET比以前的器件更加可靠和低廉。即使需要大量的瞬时毫安级电流来迅速导通或断开栅极，也不需要在保持导通时像三极管那样的大电流。如果存在足够的瞬时栅极驱动电流的话，新的器件可以更快地断开。

尽管如此，MOSFET也存在一些问题。如果你非要给MOSFET输入过多的功率，它也会像三极管那样熔化。如果你没有使MOSFET过热，最容易导致问题的方法是忘记在栅极加入一个几十欧到几百欧的电阻（或者铁氧体焊珠）。否则由于这些器件具有更大的带宽，会在比三极管高得多的频率振荡。

例如，我曾经见过最早的高保真全MOSFET音频放大器发生了爆炸。它在实验室里工作正常，但是某些被误导的工程师觉得5Hz~50kHz的带宽很好，那么0.5Hz~500kHz会更好。结果，当表演时扬声器电缆从10ft延长为20ft，放大器进入

兆赫区域的振荡，而且由于源极缺少阻尼立刻冒烟了。有人说在一个小改动之后放大器变得相当稳定。这个改动包括将带宽减小到合适的值，在源极加上一些镇流电阻并在栅极引脚加上防止snivet[1]的电阻。

和三极管一样，MOSFET在不超过电压、电流和温度指标的情况下相当稳定。对器件可靠性和性能的不满主要是来自驱动和相关电路的问题。大部分MOSFET的V_{GS}额定最大值为20~25V。MOSFET在栅极30~50V的电压下有可能暂时正常，但是一直这样工作就不安全了。如果加上过度的栅极电压，可能就会发生渐进增益或者阈值下降。所以千万不要这么做。在承受瞬时ESD方面功率MOSFET也不如三极管坚固。一个普遍的防范措施是加上一个去耦、钳位或者限流电路，以便与外界相连的端口能够承受ESD。

DMOSFET非常易于使用以至于我们经常忘记与它们并联的寄生三极管。如果漏极dV/dt太大，或者漏极结在过高的电压和电流下发生雪崩效应，或者晶体管过热了，那么三极管会在导通后立刻由于攫取电流或远离安全工作区域而报废。

但是我这个人相当守旧，我习惯于使用线性集成电路，因为它们自带保护晶体管，从而给使用者带来了便利（但是大部分的晶体管问题还需由设计者解决）。对个别设计而言非常适合并且对于许多应用都很划算，但是线性集成电路，尤其是运算放大器的实用性能相当大地简化设计，同时改善可靠性。下面我们就讨论运算放大器的输入、输出和内部结构。

参考文献

[1] Leonard, Charles, "Is reliability prediction methodology for the birds?" *Power Conversion and Intelligent Motion*, November 1988, p. 4.

[2] Pease, Robert A., "Picoammeter/calibrator system eases low-current measurements," *EDN*, March 31, 1982, p. 143.

[3] "A 150W IC Op Amp Simplifies Design of Power Circuits," R. J. Widlar and M. Yamatake, AN-446, National Semiconductor Corp, Santa Clara, CA.

[4] Applications Engineering Staff, PowerTech Inc., "Speed-up inductor increases switching speed of high current power transistors," *Power Electronics*, May 1989, p. 78.

[5] Passafiume, Samuel J., and William J. Nicholas, "Determining a MOSFET's real FBSOA," *Powertechnics Magazine*, June 1989, p. 48.

1. snivet是指一种首先在真空管电视机里发现的令人讨厌的高频振荡，类似于栅极没有串联电阻的MOSFET振荡。

第 8 章 运算放大器：最重要的激励器

外部器件常常决定了运算放大器的性能，这也是我们花费了前面7章的篇幅讨论它们的原因。但是运算放大器并不总是没有问题的：振荡和噪声是两种可能遇到的困难。

在进行了一番对于各种元件的讨论之后，我们终于可以探讨运算放大器本身了。而且令人高兴的是，已经有一半的运算放大器调试问题被我们解决了。你要问为什么——那是因为外部器件正是造成很多运算放大器故障的罪魁祸首。毕竟，运算放大器的流行正是因为外部器件决定了它的增益和传输特性。

因此，当放大器的增益出错时，你应当首先检查电阻容差，而不是运算放大器本身。当交流放大器、滤波器或者积分器的响应出现问题时，你应当首先检查电容，而不是运算放大器本身。当你发现了一个令人讨厌的振荡时，应当首先检查在电源线上是否有振荡，或者反馈电路中是否有过多的相移量。如果阶跃响应看起来有问题，你应当首先检查示波器、探针或者信号发生器，因为它们和运算放大器出问题的可能性相当。这些故障是我们研究无源元件的原因：你的电路的整体表现常常是由无源元件所决定的——当然也有例外。运算放大器也有出错的时候。

8.1 不要为琐事烦恼

不过，在我们讨论严肃问题之前，你应当清楚那些不太重要的运算放大器错误。首先，“运算放大器的增益是线性的”这一假设通常是不合理的，而且增益的非线性也并不是特别重要。譬如说，如果一个运算放大器的正向信号增益为600 000，而负向信号增益为900 000，那会怎么样呢？听上去确实很糟糕。然而，这种增益斜率的失配导致20V峰峰值单位增益反相器的大约10μV非线性，而反馈电阻的电压系数和温度系数的误差要远远大于此——即使是最好的薄膜电阻，也要有一个0.1ppm/V的电压系数，这能够引发更大的非线性误差。

最近，我听到一个不明智的人争辩说具有类似于2 000 000或者5 000 000的高直流增益的运算放大器并不比只有300 000直流增益的运算放大器更为有用，因为你根本不能充分利用这种高增益带来的优势，除非信号的频率低于0.1Hz。我显然不同意这种说法——如果你有一个阶跃信号，其输出在小于1ms的时间内达到精确值——而不是1s或更多。具有高增益的放大器可以在不花费更多时间的情况下达

到更为精确的值。我估计那个人可能是不理解运算放大器的工作机理，尤其是因为他根本不愿意谈论增益的非线性。有很多运算放大器，如OP-07，具有较低的直流增益和较差的线性增益；然而更为现代的运算放大器，如NSC OP-07和LM607（最小增益 = 6 000 000）比其前辈具有更小的非线性。

类似地，一个运算放大器可能会有失调电压温度系数的指标，其值为1μV/°C，但是该运算放大器的漂移实际上可能在某些温度下为0.33μV/°C，而在另外一些温度下为1.2μV/°C。二三十年前，这种指标有很大的争议，但是在今天，大多数的工程师们都认为无须为这种小事操心。大多数的应用场合下，并不要求在所有温度下都具有比0.98μV更小的温漂——大多数情况下，当一个1μV/°C的运算放大器在超过50°C时漂移49μV就相当令人满意了。

同时，你不必担心偏置电流及其温度系数或者增益误差的TC。如果误差曲线的表现很好，能够限制在一个狭小的区间之中，那么也就相当不错了。

有一个重要的警告，我在这里提到它是因为它在其他的*EDN*丛书中没有被提到过。我向45个人展示了我的打印稿，然后有数千人看了我的文章，然而没有一个人指出我忽略了这个警告，即如果你在一个高阻抗的电路中使用运算放大器，以至于在偏置电流流过输入和反馈电阻时，没有使用V_{OS}电位计来使电路的输出为零，那么偏置电流会导致极大的误差。例如，如果你用一个LM741作为一个电压跟随器，其输入源阻抗为500kΩ，反馈电阻为470kΩ，则LM741的200nA的偏置电流（最坏情况）将导致100mV的输出失调。如果你尝试用V_{OS}微调电位计去修正这个误差，你将无法获得成功。如果仅有20mV~40mV的这种“$I \times R$”误差，你也许可以修正它，但是TC和稳定性将会变得不尽人意。因此，你应当清楚：在任何情况下，每当$I_{OS} \times R$大于几毫伏的时候，就会有潜在的严重直流误差，而且很难在不引入其他类型误差的前提下消除这种直流误差。当你面临这样的情况时，这些误差在向你昭示：你必须更换一款具有更低偏置电流的运算放大器，除非能够接受一个较宽泛的误差。

是谁提醒我不要用V_{OS}电位计去修正“$I \times R$”误差呢？是美国模拟器件公司（ADI）的数据转换手册中的一章[1]。现在，我已经掌握这个微调问题25年了，但今天这却不是客户每年都会向我问到的问题，而且我估计对于我的同事们情况可能也一样。因为它对于我们并不是一件新鲜事——我们常常忘记将它考虑进来——所以我们没能注意到它。这恰恰是你必须将它写下来的原因！

8.2 非正常共模

一个误解的例子是共模错误。我们常常谈到一个运算放大器具有100dB的共模抑制比(CMRR)。这个数字意味着共模误差准确地等于1/100 000，并且具有

10μV/V的良好线性吗？当然，这种性能是存在的，但是不太可能出现。失调电压作为共模电压的函数是非线性的，这是非常可能的（见图8-2）。在某些区域中，ΔV_{OS}的斜率远比1/100 000要好，但是在另外一些区域中，它却要更差。

当人们说，"运算放大器有共模增益A_{VC}和差模增益A_{VD}，而共模抑制比是两者之比"时，这其实是错的。这种观点是愚蠢的：用一个数字来代表运算放大器的差模增益或共模增益，本身就不合理。对任何一款现代的运算放大器，这两种增益都无法以任何的精度和可重复性被观察和测量。应当避免尝试去测量"零共模增益"进而计算出无穷大的共模抑制比这样荒唐事情的出现。你可以通过测量V_{CM}（共模电压）随着V_{OS}（失调电压）的变化而变化的函数关系得到更为有意义的结果。测量V_{CM}随V_{OS}的变化关系（即共模抑制比）有什么好的方法吗？我知道一种非常好的测试电路。

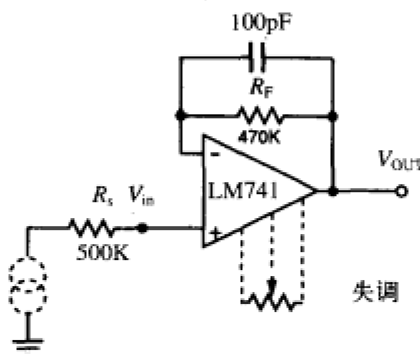


图8-1 如果在如此高的阻抗下使用运算放大器，以至于$I_B \times R$大于20mV，那么将产生极大的误差，同时V_{offset}微调电位计并不能帮助你将其消除——连想都甭想

90

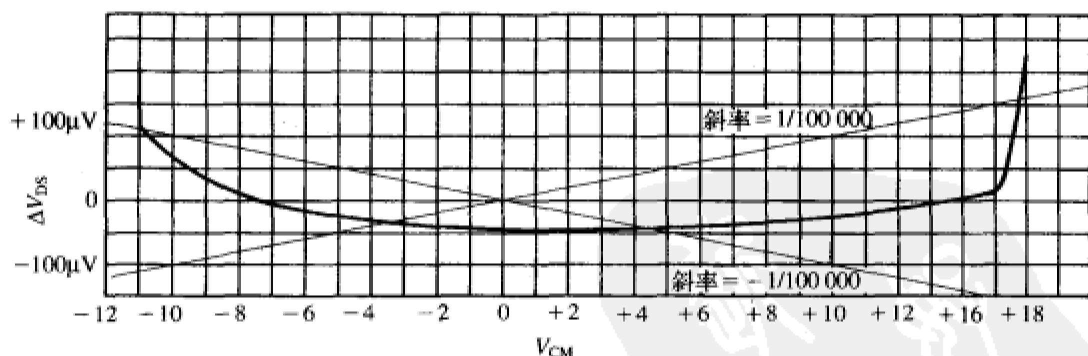


图8-2 运算放大器的共模抑制比不能用一个数字来代表。从ΔV_{CM}随ΔV_{OS}的变化关系的角度审视共模抑制比是更为合理的，并且注意这种关系的非线性，这是与具有1/100 000常数斜率的直线相比

8.3 如何不去测量共模抑制比

我总是首先告诉人们如何不去测量共模抑制比。在图8-3中，如果你在A点接入一个正弦波或者是三角波，通过悬空的示波器看输出误差似乎是（N+1）倍[V_{CM}除以共模抑制比]。但事实并非这样：你将看到的实际上是（N+1）倍（共模误差加上增益误差）。因此，在中等的频率下，增益在摆动而共模抑制比仍然很高，你

所看到的几乎就是增益误差，进而共模抑制比对频率的曲线看起来就像是一张伯德图那样糟糕。那是因为如果你使用了像图8-3那样的电路，那么伯德图状的曲线正是你将看到的！仍然有许多运算放大器的技术文档中共模抑制比曲线被描绘成伯德图的样子。美国国家半导体公司的LF400和LF401就是两个例子，明年我们会修正那些曲线以说明在100Hz或者1000Hz下，共模抑制比实际上要比增益高很多。值得一提的是，并不是仅有美国国家半导体公司这一家公司在他们的技术文档中出现了这样荒唐的错误……

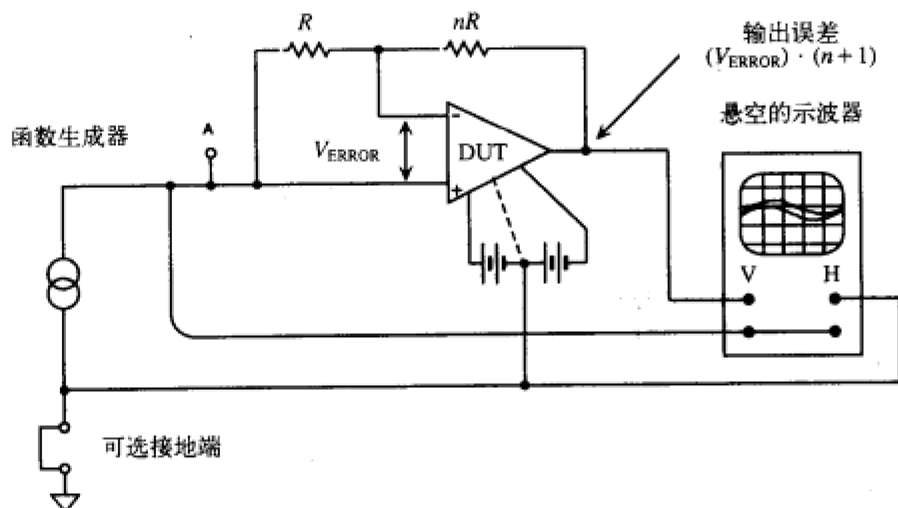


图8-3　这是一个共模抑制比测试吗？不是，因为$V_{error}=V_{cm}/CMRR+V_{out}/A_v$

91　　下面，我们不用悬空的示波器——我们将正弦波接入电源的中点，并且将示波器通过A点接地（见图8-4）。

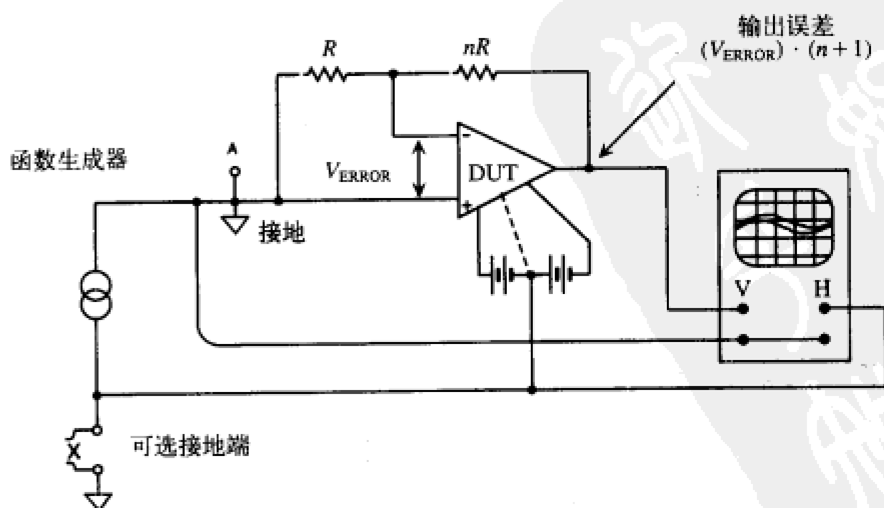


图8-4　这个方案比前面的“共模抑制比测试”更好吗？不，它和前面的方案是一样的！它仍然满足$V_{error}=V_{cm}/CMRR+V_{out}/A_v$

然后我们便可得到真正的共模抑制比了，因为此时输出电压将接近地电压——它将不再会发生摆动——这不是很对吗？大错特错！这个电路的功能根本没有变化；仅仅是观察的视角有所改变而已。以任何电源作为参照，输出电压仍然有摆动，因此这个电路仍然给出和前面一样的错误结果。你可能原本想要得到共模抑制比随频率的变化关系，但是你实际上得到的却是增益随频率的变化关系。

如图8-5所示的广为人知的方案又如何呢？在该方案中，一个附加的伺服放大器实现了一个闭环，使得运算放大器的输出不必有任何摆动。

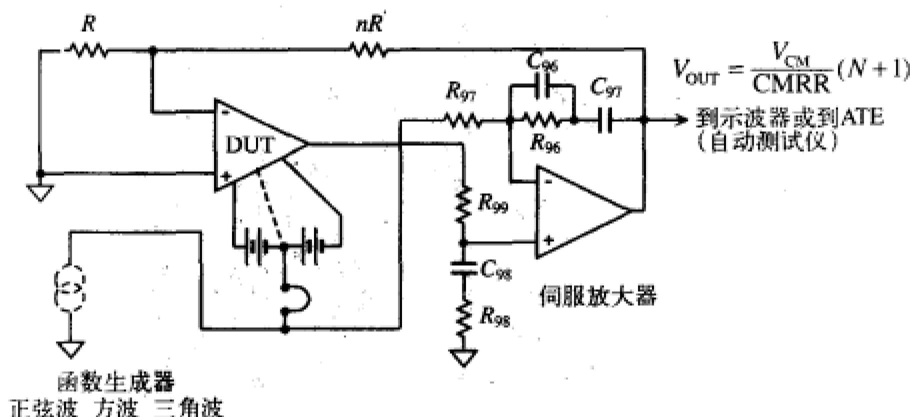


图8-5 这个电路在自动测量仪（ATE）系统测量直流共模抑制比的情况下是可以接受的。然而没有人能够确知合适的R_S和C_S值，同时电路的有效频率范围也无从得知

92

对于直流的情况没有什么问题——该电路对于直流测试、自动测试仪（ATE）、生产测试和步进直流电平来说很合适。同时这个电路会在从低频到一个临界频率（直到在这个频率下两个电路的测试结果出现不同）之间的所有频段下给出和我的电路完全相同的结果。现在，那个临界频率是多少？没人知道！因为如果你有一个共模抑制比较低的运算放大器，这个伺服方案将会精确工作到某一频率，而当你换用一个共模抑制比较高的运算放大器后，这个伺服方案将会精确工作到另外一个频率。同时，伺服放大器在闭环中引入了如此大的增益，以至于自激振荡、过冲现象或者余度稳定性在某些中间频率上是无法避免的。这对于我来说简直是无法容忍的灾难——我会通过使用另外一个能够给出更加一致和可预测结果的电路来避免这种情况。

具体地说，我用图8-3的电路测试一个LF356，得到一个在1kHz时峰峰值为4mV的误差——一个非常大的正交误差并且输出相位偏离90°——参看图8-6上方的轨迹。

如果你认为那是共模误差，你可能会说共模抑制比在1kHz时会低到5 000，并且随着频率的增长迅速衰减。但是实际上共模误差的峰峰值仅为0.2mV——参看

93

图8-6中下方的轨迹——因此共模抑制比在1kHz以及更低频率下约有100 000。同时请注意到共模误差并非线性的——当你接近－9V时，误差的非线性就非常明显（这是一个在12V电源供电下的－9V到＋12V的共模范围；我选择了一套±12V的电源以使得我的函数发生器可以过驱动输入）。因此，共模抑制比的测量绝不是什么小儿科——至少给出正确的测量确实是很不容易的。

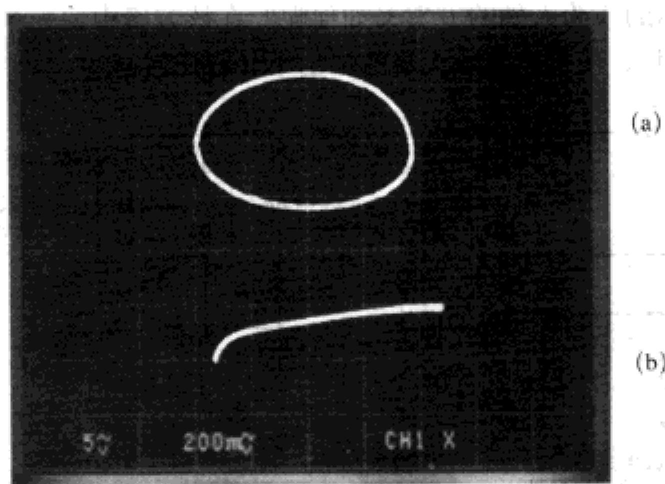


图8-6 轨迹（a）展示了利用图8-3电路测量"共模抑制比"误差的结果。然而这并非真正的共模抑制比误差，你看到的实际上是1kHz下峰峰值为4mV的增益误差。轨迹（b）展示了真正的共模误差——其大小仅为增益误差的1/20——这是利用图8-7所示的电路完成的测量

8.4 如何正确测量CMRR

正如我们在前面一节中所探讨的那样，人们确实使用一些电路去测量共模抑制比，但是那些电路往往给不出合理的结果。那么我们究竟使用什么方法才能够正确地测量出共模抑制比呢？

尽管我发明这个电路已经有大约22年了，图8-7仍然是一个非常棒的电路。它也有一定的局限性，但是这是我所见过的最好的电路。让我们选择$R_1=R_{11}$=1k，$R_2=R_{12}$=10k，R_3=200k，R_4选定为一个500Ω的滑动变阻器（单旋钮碳膜或者其他类似的型号）。在这种情况下，噪声增益被定义为1＋[R_f / R_{in}]，或者（在此例中）为11。请参看后面关于噪声增益的探讨。我们将一个±11V的正弦波作为输入以使得共模电压达到±10V左右。输出误差信号将为实际误差电压的11倍加上一些和所有电阻失配有关的函数。首先，将输出连接到置于X-Y模式的示波器上，然后微调滑动变阻器直到输出误差很小为止，即波形几乎完全平坦。我们并不清楚共模抑制比误差是否已经被电阻误差或是什么别的东西所补偿掉了，事实上后面将表

明这也并不重要，只要保证X-Y模式下示波器中的输出误差相当小就可以了。现在将R100a接入电路，一个很好的选择是200Ω。如果你有耐心计算一下的话，那么就会发现噪声增益从11增加到了111，即接入之前的噪声增益为（$1+R_2/R_1$），而接入之后的噪声增益为（$1+R_2/R_1$）加上（R_2+R_{12}）$/R_{100}$。在这个例子中，这个增长为100。因此，你现在将会看到V_{out}的变化等于100倍的输入误差电压，这正是共模电压V_{CM}除以共模抑制比CMRR。

- 使用小鳄鱼夹来切换R_{100}
- 令 $R_3=40\times R_{12}$
  $R_4=R_{12}/20$
  $R_1=R_{11}$
  $R_2=R_{12}$
- 所有的R_s的精度应为±1%
- $V_{CM}=V_{in}\times R_2/(R_1+R_2)$
- $V_{error}=V_{CM}/\text{CMRR}$
- V_{out}和V_{error}是相关的

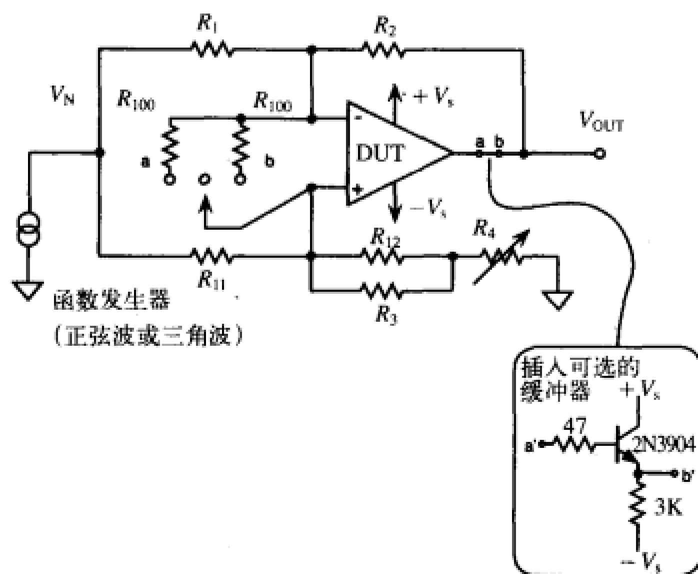


图8-7 这就是在直流和交流情况下均能精确而可靠地测量共模抑制比的方法

当然，误差电压成为V_{CM}的线性函数是不大可能的，这也正是我推荐你使用X-Y模式下的示波器进行观察的原因。有太多人认定共模抑制比在各种电压下均为常量，共模误差是V_{CM}的线性函数，因此他们仅仅观察两个点并假定其他所有电压下均有一个呈线性的误差，这实在是太幼稚了。即便是你想用某些ATE，你也应当至少在三处——可能在四到五种电压下——观察这个误差。另外一个利用X-Y模式进行观察的原因在于你可以用肉眼去除噪声。显然你无法利用一个交流电压表探测共模抑制比误差。例如在图8-6中，共模误差基本上处于$0.2\text{mV}_{p\text{-}p}$，而不是$0.3\text{mV}_{p\text{-}p}$（如果你使用一个计入噪声的仪器的话，很可能会导致这样的测量结果）。

总而言之，如果你有一款好的运算放大器，其共模抑制比为100dB，则共模误差将大约为$200\mu\text{V}_{p\text{-}p}$[1]，这个信号被放大100倍之后，你可以很容易地看到一个$20\text{mV}_{p\text{-}p}$的输出电压。如果你有一款非常优异的芯片，其共模抑制比达到120dB或140dB，则你会将开关打向R100b，譬如说，其阻值为20Ω，则噪声增益Δ将为

1. 如前文提到过的，输入信号为±10V的正弦波，因此即为$20\text{V}_{p\text{-}p}$在100dB的CMRR条件下输出相应为$200\mu\text{V}_{p\text{-}p}$。——译者注

1000。噪声将被放大1000倍，但是误差信号也同样，因此你还是可以看到你所希望观察到的。现在，我不想在这个问题上过多纠缠，即你究竟是想看一看共模抑制比到底为多大，还是仅仅想看一看共模抑制比是否比技术文档上提供的数据更好——无论那种情况，这种方法都是我所见过最好的。

在和ATE联合使用的场合下，你不必通过示波器进行观察，你可以使用阶跃或者梯形波来直接在你所需要的端点、中间点或者其他任何点的直流电平上进行观察。注意并不需要一直校准你的电阻网络，也不需要校得很准。你只需要清楚：当噪声增益从较低的值变为较高的值，进而输出误差相应变化之后，只有输出电压的变化（Δ）才是你所感兴趣的，而不是变化之前或者变化之后的电压峰峰值。你无须将电阻调节到斜率完美的境地，但是那确实是一种让工作台前的伙计去观察变化量的便利方法。

94

这确实是一个让人不务正业的电路。当你让它干活之后，你会不由自主地用它测试你所在领域中所有的运算放大器，因为它能够给你展示一个高分辨率的图像。它能够给你一种了解来龙去脉的良好感觉，而不仅仅是让你直接面对冷冰冰的数字。例如，如果你看见了一个由22μV峰峰值的误差信号导致的22mV峰峰值的输出信号，那么你就可以了解到共模抑制比远超过一百万，这可要比冷冰冰的“119.2dB”含义更加丰富。此外，你还很快会认识到曲线斜率和曲率的重要意义。并不是所有标注为“共模抑制比119.2dB”的放大器的性能都是一样的，实际上也根本不可能。有些有正斜率，有些则可能有负斜率，有些则弯曲得厉害。因此，如果你仅取两个点进行观察，则斜率可能会有非常大的变化，这取决于你所取的那两个点的位置（如果你逐步增加输入信号的幅度，则你可以直接观察到严重误差的引入点——这正是共模范围的限度）。

电路的局限性：如果你将噪声增益置为100，则这个电路会在F_{GBW}除以100的频率上有3dB的衰减。因此对于一个普通的1MHz的运算放大器，这种方法只能在1kHz之下使用，如果噪声增益为1000，那么最高频率只能为100Hz。说实在的，这已经挺不错了。

为了在1kHz之上测量共模抑制比，你可能要使用阻值为2kΩ的R_{100c}，这样在10kHz之下均可获得较好的结果。换句话说，你不得不在这个电路上动一点脑筋，以确知其有效范围。很抱歉，思考是必需的。

为了快速完成任务，我会选用一种高速低增益的版本：其中$R_1=R_{11}=5k$，$R_2=R_{12}=5k$，$R_{100}=2k$或者1k或者0.5k。这样电路就可以在50kHz甚至更高的频率以下工作良好，当然这依赖于放大器的增益带宽积。

为了获得最好的AC结果，避免由导线或者连接R_{100a}或R_{100b}的开关所引入的分布电容是很重要的。通常，通过在电阻上夹一个小鳄鱼夹就可以获得很好的结果。你可以用这种方法对付皮法级的分布电容；如果你使用一个很好的单刀双掷开关，

95

其所有的导线都被整齐地布置在空气（很好的绝缘体）中，则你可能会得到很好的带宽，但是你必须清楚你所得到的结果很可能只是你的这种布局之下的AC CMRR，而不是运算放大器本身的。

我曾经和同事一起探讨过这个电路，这使我意识到R_{100}最好采用焊接的方法来得到。譬如，用一个100Ω电阻焊接在正相输入端[1]，再用一个100Ω的电阻接在反相输入端，然后将它们的另外一端夹在一起就组成了一个200Ω的电阻，这样一来分布杂散（电容）就被有效地补偿了。

如果你有一款低增益或者低g_m的运算放大器，你可能需要在a-b处加上一个缓冲跟随器，以使得放大器不会产生由低增益所引起的较大误差。美国国家半导体公司的LM6361就需要一个跟随器，因为它的增益在10kΩ负载的情况下仅为3000，而且它的共模抑制比要远远高于3000。

总而言之，在所有我见过的测量共模误差的电路中，这个电路是分辨率最高、麻烦最少的。其代价也不大，只是几个电阻和一个小鳄鱼夹而已。

8.5 单电源工作

我们在应用中遇到的最大问题就是客户们对于单电源工作的疑惑。每个星期我们都会从客户那里接到这样的电话："我可以在单电源条件下使用你们的LM108（或者LF356或者LM4250）吗？你们的技术文档没有提到我是否可以使用……"

唉，让我说什么好呢！我们愉快且负责地解释道：任何运算放大器都可以在单电源条件下工作。一个LM108并没有"接地"端。它无法判断你的电源究竟标注为"+15V和－15V"、"+30V和地"，或者是"地和－30V"。这纯粹是一个命名问题——取决于你的立场和你究竟选择将哪条总线称为地线。

当然现在你也必须将你的信号和放大器的输入信号加上适当的偏置。LM108/LM308只能放大和电源电压不太接近的信号——输入信号必须和两个电源电压均保持至少两伏特的差距。因此如果你需要一个能够处理接近负电源电压信号的电路，LM108就不合适了，但是LM324、LM358、LMC660、LMC662和LM10是可以胜任的。如果你需要一款能够工作在正电源电压附近的放大器，那么LM101A和LM107可以胜任（LF355和LF356虽然在正电源电压附近通常也工作得很好，但并不能保证不出问题）。

但是如果你使输入偏置保持在两个电源的中间电压附近，则几乎任何一种运算放大器都可以"单电源工作"。这只是一个标签的问题。未来我们打算写一个应用提示以摆脱那些幼稚的问题，将精力放在那些有意义的客户问题上去，问题在于我们大家都太忙以至于没人有时间把它写下来。

---

1. 运算放大器的"+"端，后文的"反相输入端"即指运算放大器的"－"端。——译者注

8.6 测量偏置电流而不是阻抗

你无须关心的另一个运算放大器指标是差模输入阻抗。每年都会有人问我："你们是怎么测量运算放大器输入阻抗的？"我都会回答："我们根本不测。"取而代之的是我们对偏置电流的测量。对于大多数的运算放大器来说，偏置电流和输入阻抗有着密切的联系，因此如果偏置电流足够低，那么输入阻抗（差模和共模）就必定足够高。因此，我们就根本不必再考虑如何测量低频条件下的差模输入阻抗（或者输入电阻）了，因为我已经七年没测过它了。

一般来说，一个普通的双极型差分放大级的差模输入阻抗为$1/(20\times I_b)$，其中I_b是偏置电流。但是如果运算放大器包含发射极负反馈电阻或者内部偏置补偿电路，则这个数会发生变化。你可以通过测量I_b和V_{CM}的函数关系来测量共模输入电阻。

96

我曾经测量过一些输入电容，并发现图8-8所示的电路非常有用。输入电容数据从名义上讲仅仅对于下面几种电路有意义：高阻抗高速缓冲器，或者你希望确保第二级源器件和已经正常工作的运算放大器具有相同电容的滤波器。

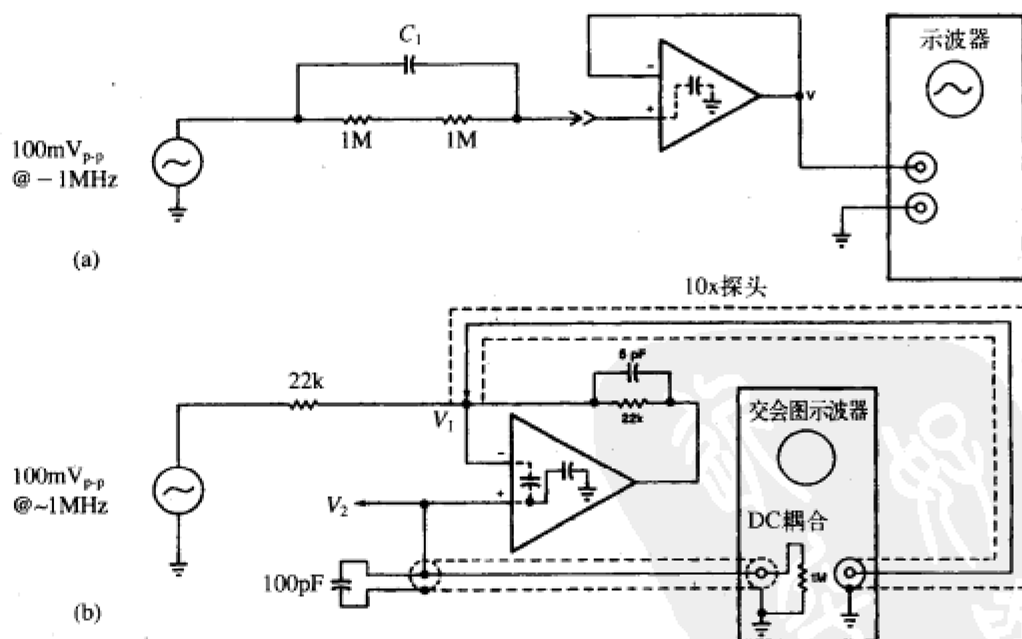


图8-8　电路(a)可用来测量一个运算放大器的共模输入电容。当$C_1=C_A\approx5$pF时，测量$V_1=V_A$；当$C_1=C_B\approx1000$pF时，测量$V_1=V_B$。然后，$C_{in}=C_A\times(V_B-V_A)/[V_A-V_B\times C_A/C_B]$。为了获得最好的结果，将信号通过一个小鳄鱼夹连接到DUT的正相输入端。不要将正相输入端连接到器件的插口中。电路(b)用来测量运算放大器的差模输入电容。对于这个电路，有$C_{in(differential)}=V_{2(p\text{-}p)}\times C_{total}/[V_{1(p\text{-}p)}-V_{2(p\text{-}p)}]$，其中$C_{total}=C_{in(common\ mode)}+C_{cable}+C_{scope\ in}+100\text{pF}$

8.7 识别虚假"误差"特性

有时，一个运算放大器可能会表现出看起来像是一个糟糕问题的"误差"，但是实际上却不是。例如，如果你的运算放大器的输出斜率为−0.3V/μs，那么你可能会惊奇，作为一个求和点的反相输入端电平不再是地了。取而代之的可能是比地高出15mV、30mV甚至100mV的电平。在指标仅为2mV或4mV的情况下，失调电压怎么可能糟糕到这种程度呢？

为什么反相输入端不再像书中告诉我们的那样保持在"虚地"电平了呢？虚地理论在直流和低频的情况下适用，但是如果输出在以中速或者高速变化，那么将求和端精确地保持虚地就不太现实了。在这个例子中，dV_{out}/dt等于2π乘以单位增益频率乘以输入电压。因此，15mV大小的V_{in}对于一个中等带宽的类似于LF356这样的运算放大器是合情合理的；对于LM741，则会达到50mV~70mV。如果你想要一个运算放大器的输出端工作在任意高速条件下，则其输入端必然在短时间内有显著的误差。

97

同时你也要清楚运算放大器的等效模型和它们对你可能产生的误导。例如，"标准"的单极点运算放大器的增益方程为

$$A = \frac{A_0}{1 + j\varpi T}$$

这个方程表明当直流增益A_0变化时，高频增益A要相应地发生变化。大错特错！在计算机建模飞速发展的今天，我必须每个月都向未来的分析师们解释这一点。对于当今你能够买到的任何一款运算放大器，其高频响应和直流增益的延展之间几乎没有任何关系。有几种改变运算放大器的直流增益的方法：改变温度，增加或减少负载电阻，更换一个具有更高或者更低直流增益的放大器。尽管对于上面几种情况直流增益可以变化数倍频程，但增益带宽积几乎保持不变。如果确实存在着一种频率相应随直流增益变化的运算放大器，则它们早在多年以前就因为性能不可接受而被抛弃了。

因此，如果你赋予运算放大器模型一个恒定的增益带宽积，则它基本是合理的。但是如果你的模型在1MHz下的增益随着直流电压的加倍（通过减轻负载的方式）而加倍，你就会自找麻烦。我曾经读过一本讲解运算放大器的书，其中讲到当直流增益改变时，一级极点仍然保持在原来的频率上。换句话说，作者宣称增益带宽积随着直流增益的增加而增加。这是错误的。我写信给作者表示反对并请他更正，但是却石沉大海，杳无音信。

我常常看到运算放大器的指标手册中开环输出阻抗被标注为50Ω。但是通过观察在两个不同负载电阻条件下的增益数据，你就会发现当使用一个1kΩ的负载时，直流增益会衰减一半。好啦，如果你有一个输出阻抗为1kΩ的运算放大器，其增

益才会在使用一个1kΩ的负载时减半；而如果你的运算放大器的输出阻抗只有50Ω，那么1kΩ的负载仅仅会造成5%的增益衰减。因此，无论是一个计算机模型还是一款真正的放大器，对那些低得离谱的输出阻抗始终要保持戒心。

8.8 提防真正的故障

运算放大器可以把你卷入什么样的与器件无关的麻烦中呢？譬如你可能用了一个V_{OS}非常糟糕的元件，或者由于温度正在变化，导致运算放大器的Kovar引脚的热电偶在引脚和PCB铜线之间产生了很小的电位差。这个电位差可以达到1/10℃或者1/20℃乘以每度35μV的量级，约为2μV~3μV。一个避免该问题的良好方法是在放大器上加装一个挡风遮光的小盒子。对于非高功率的运算放大器来说，这种方法都是有效的。然后请跟着我说："发热是精度的大敌。"因为事实就是这样。毕竟，当集成电路要耗散大量的功率时，它就不会像没有过热时那样精确了，更何况周围的元件也都会因它而发热。

同时你还应当牢记：不是所有的运算放大器都有完全相同的输出电压摆率、电流驱动或者频率响应。每隔四到五个月，我就会接到这样的客户电话："我们有一批你们新生产的运算放大器，但是它们的输出摆率（输出电流或频率响应）不如前面几批。"当我检查清楚之后，了解到98%的情况下特别出众的性能纯粹是一个随机变化。而客户们似乎习惯于期望所有的元件品质都高于平均水平。当他们拿到一些远比质保规格要好，而只是逊于平均或者"典型"性能的元件时，他们就会陷入麻烦。必须对喜爱并信任你的朋友们表达你的爱，这总是令人感到痛苦，但是他们确实不应相信你的元件总是会比平均水平更好。也许在Wobegon湖镇[1]，所有的孩子们都高于平均水平，但是你可不能因为所购买的运算放大器没能全部"高于平均水平"就随便发牢骚。

98

Pease法则

多年以来，我常常告诫人们：如果你有一个稳压器或者放大器电路发生了振荡，不要简单地增加电阻和电容直到振荡消失为止。如果你这样做的话，则振荡可能暂时消失，但是正当你自鸣得意的时候，它会再度出现，就像谚语中的鳄鱼一般把你的脚踝咬得咯咯作响，给你带来极大的痛苦。

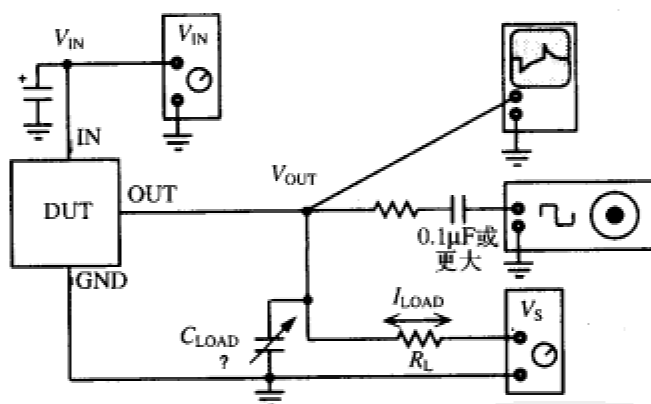
正确的方法应当如下：当你认为设计并安装好了对振荡良好的修正，用

1. Wobegon湖是美国知名作家、播音员Garrison Keillor在他的广播节目"A Prairie Home Companion"中虚构的一个明尼苏达州的小镇。这个典故出自他的节目结束语"That's the news from Lake Wobegon, where all the women are strong, the men are good-looking, and all the children are above average"。——译者注

不同幅度、频率以及不同负载电流的方波冲击输出端。一个应用这一测试方案的最简单手段就是通过把一个几百欧姆电阻和0.2μF瓷片电容串联将方波发生器接入你设计的电路中。将信号发生器连接到示波器上，以使得你能够以方波来触发。同时，使用一个可调节直流负载，这一负载要能够使被测器件的输出得以在其整个额定的输出电流的范围内变化；对于运算放大器，则要能在其整个输出电压和电流的额定范围内变化。

为了测试运算放大器，试用各种不同的电容负载以确保运算放大器能够驱动你所能预见到的最坏情况。对于某些射极跟随器输出级来说，其最坏情况可能在10pF~50pF左右。振荡可能会随着负载容性的增加而消失。

附图中并没有给出某些元件的推荐值。如果你在测试一个5A的稳压电路，你可能需要一个一两欧姆的电阻。如果你在评估一个低功率放大器或者一个微功耗参考源，负载电阻和方波发生器在兆欧姆量级也许是合适的。推荐你进行思考——思考真的是必需的。



当你冲击一个器件的输出，并且输出振荡在高Q值时，你就知道你的“修正”并没有太大的余度。当输出仅仅是“跌落”一下，然后甚至连明显的过冲都没有时，你就知道你的阻尼很有效，同时留有较大的余度。好极了！现在用一个电吹风使电路变得温热，确保阻尼仍然正常工作，即输出不会因你加热电容、功率晶体管、控制IC或者其他任何元件而开始减幅振荡或者振荡。

我不是说你不应当进行一个完整的交流反馈环稳定性分析。但是我在这里所概述的方法，确实可以在五分钟之内就能够以相当大的把握得知电路究竟能否通过一个完整而详尽的测试。

8.9 振荡偶尔的确会伴随着运算放大器

振荡是你在和运算放大器打交道时所能够遇到的最讨厌的问题。正如你可以利用任何一个增益模块搭建一个振荡器一样，你必须承认任何一个增益模块也能

够违背你的意愿而自行振荡起来。运算放大器也不例外。所幸的是，大多数当今的运算放大器性能良好，你只需要采取以下的四个基本的预防措施即可避免振荡。

首先，总要在每个电源和运算放大器附近使用一些电源旁路电容。对于高频运算放大器，为了获得最好的效果，旁路电容必须非常靠近它。在高频设计中，你常常需要瓷片电容和钽电容作为旁路电容。旁路电容的使用不仅仅基于经验法则，更要依赖于良好的工程方法及优化方法。

其次，避免不必要的容性负载，它们会导致运算放大器产生附加相移，从而使得运算放大器电路产生振荡。这种现象在你使用示波器的1×档探针或者利用同轴电缆（或其他屏蔽线）将运算放大器的输出传送给另外一个电路时变得尤其明显。这种连接方式会在输出端增加很大的电容。除非你能够证明运算放大器在驱动那些负载时仍然能够保持稳定，否则你最好再添加一些稳定电路。用方波或者脉冲冲击运算放大器来检查它是否振荡并不是十分麻烦。你应当通过运算放大器的正相和反相输出电压来检查运算放大器的响应，因为许多具有PNP跟随器输出的运算放大器在V_{out}为负，即输出为灌电流的时候会相对更不稳定。请参考前一页的“Pease法则”。

我曾经看到过当运算放大器输出为阻性时，预测容性负载影响的长篇分析。但是在我看来这纯属浪费时间：运算放大器的输出阻抗常常不是纯阻性的。而且如果阻抗在音频范围内很低，那么它常常如电感一样在高频时会有所增长。相反，有些运算放大器（例如NSC LM6361）在低频时具有较高的输出阻抗，而在高频时有所降低——这正是容性输出的特点——因此当你在输出端并联更多的电容时，运算放大器仅仅会慢一些，而其相位不会有明显变化。但是如果一个运算放大器在驱动一个间接的低阻抗负载，而其阻抗又和电缆相同，则电缆端将在所有频率下恒为阻性，从而将不存在容性负载的问题（但是你必须仍然能够驱动那个75Ω的低阻抗负载）。

你可以像图8-9那样为反相器和积分器的容性负载去耦。如果合理选择元件，任何运算放大器都可以驱动任何100pF~100μF的容性负载。直流和低频增益会被完美地控制，但是当负载电容变大时，运算放大器将会变慢并最终将遇到难以驱动重负载的麻烦。一组好的初始元件参数为$R_1=47\sim470\Omega$、$C_F=100pF$，这些值对于100pF~20 000pF之间的容性负载通常工作得很好。如果你要做一个积分器或跟随器，则可能还需要一个如图8-9d所示的4.7kΩ的电阻。

在某些情况下，例如对于一个LM110电压跟随器，从输出到反相输入端的反馈通路被从内部连接起来，因此无法对它（反馈通路）进行修改和调整。在这种情况下，我们还有一条锦囊妙计：调整噪声增益。噪声增益被定义为$1/\beta$，其中β是运算放大器反馈网络的衰减，它是从运算放大器输入端相对于运算放大器输出信号所看到的。例如，图8-10a所示的标准反相器方案的β为$Z_1/(Z_1+Z_2)$，因此噪声

99~100

增益等于$N+1$。你可以通过图8-10b的方式提高噪声增益。

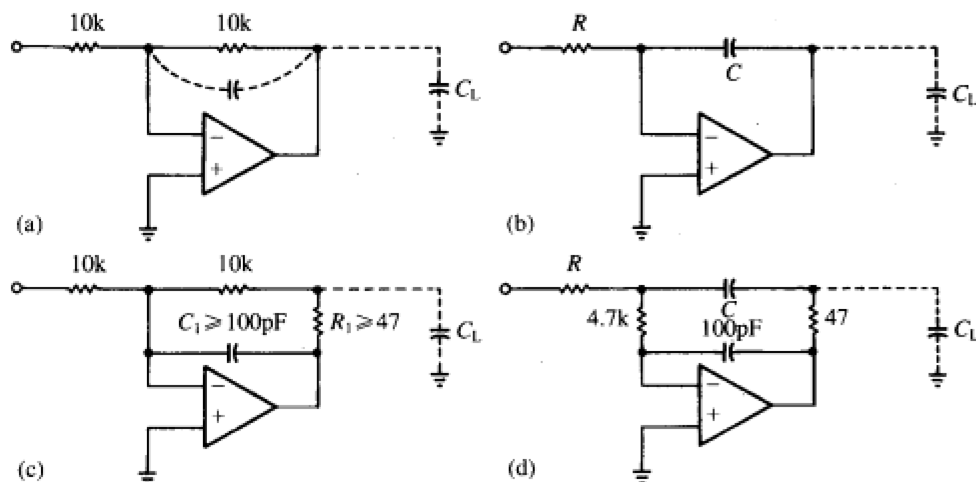


图8-9 你可以轻易地将基本反相器（a）和积分器（b）修正为去耦电容负载（c）和（d）

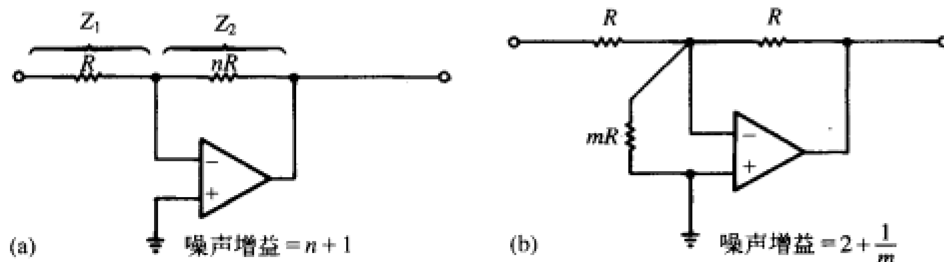


图8-10 仅仅通过增加一个电阻，就可以调整标准积分器的噪声增益

如果你在使用一个低噪声增益方案（例如图8-11a所示的噪声增益为1的单位增益跟随器），则众所周知，为了保证良好的稳定性，运算放大器及其反馈网络在其单位增益频率上不得有明显的多余相移。如果你可以将噪声增益增加到4或5，则对于低相移的要求就可以被显著地放宽。你完全不必将信号增益增加到5。一个大小为5的噪声增益在维持信号增益为1的情况下是很容易办到的（见8-11b）。而正如图8-11c和8-11d所示的那样，甚至连带有一根从输出直接连到反相输入端导线的单位增益跟随器也可以被修正。你可以在我于1979年撰写的参考文献[2]中找到对这些电路的更为详尽的描述。但与此同时，如果你在跟随器上遇到了稳定性问题，请直接尝试这些方法——这就像在已有电路上添加一个电阻箱或者一个电位器那样简单。我同时还必须指出，这里的一些概念曾经被Glenn DeMichele在他的1988年度的EDN设计创意奖[3]的获奖创意中被使用过。 101

我的第三个关于避免通用运算放大器振荡的建议是：在R_F两端跨接一个反馈电容，除非你认为这个电容不必要（或者带来的负面作用大于收益）。这个电容的

作用在于防止反馈通路中出现的相位落后。当然也有例外，例如LF357或LM349，它们在增益或者噪声增益大于10时即可稳定。在这些运算放大器的反馈路径上跨接一个大的反馈电容恰恰会适得其反，尽管某些情况下0.5pF或者1pF的电容或许有些好处……

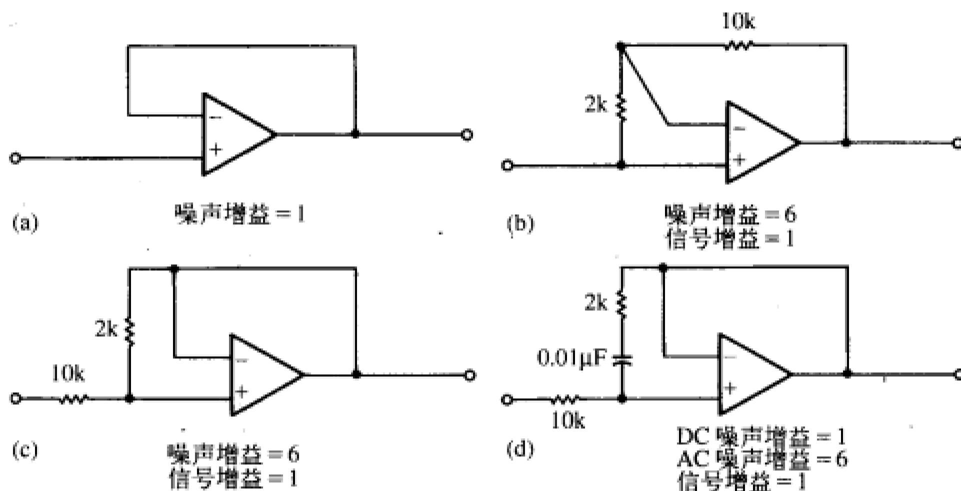


图8-11 通过操纵放大器的噪声增益，你可以在保持闭环增益不变的条件下稳定单位增益跟随器

最近我观察到许多美国国家半导体公司生产的运算放大器的数据手册中建议反馈电容的取值为

$$C_F = \frac{C_{in} R_{in}}{R_F}$$

然而，如果你有一款普通的运算放大器，其C_{in}为5pF，并且反相器的增益为−0.1，从而$R_F = 1\text{M}\Omega$，$R_{in} = 10\text{M}\Omega$，则这个等式将告诉你应当使用值为50pF的$C_F$电容，同时接受一个仅为3kHz的频率响应。这显然是荒唐的！如果你实际搭建这个电路，你会发现当$C_F = 1.5\text{pF}$时即可工作良好，此时反相器的带宽足有100kHz。因此，我们在美国国家半导体公司已经决定抛弃这个等式。我们已经有了几个精心检查过的新公式，它们可以让你获得大幅改善的带宽和优异的稳定性。对于高增益和大的反馈电阻R_F，使用下面的等式：

102

$$C_F = \sqrt{\frac{C_{in}}{GBW \times R_F}}$$

其中GBW是增益带宽积。而在满足下式的低增益或者低阻抗的情形下

$$(1 + R_F / R_{in}) \leqslant 2\sqrt{GBW \times R_F \times C_{in}}$$

使用下面的等式

$$C_F = \frac{C_{in}}{(2+2R_F/R_{in})}$$

我不想让数学使你厌倦，但是这些等式确实是从已有二十余年历史的真正解析推导中得到的——我自从在Philbrick Researches时就在捍卫它们。你计算得到的C_F值并不是临界值，它只是一个起始点。你必须实际搭建并调整和测试这个电路，排除过冲、减幅振荡以及振荡的可能。如果等式给出1pF，而你只有在10pF时得到了一个干净的响应，你应当怀疑公式。注意到当你从线路板上过渡到PCB上时，分布电容可能会变化，因此你必须重新检查C_F的值。在某些情况下，如果你需要在电路板上获得0.5pF，你可能并不需要一个单独的电容器。你不必在任何情况下拘泥于我的等式——在线路板上搭建你自己的电路，不断尝试各种不同的C_F值并自行观察。看看你是否不赞成（我的等式）。

我的最后一个建议是：当你认为电路已经没有问题时，即已经消除了振荡，无论如何请采用Pease法则对其测试一番，以确保它确实如你所预想的那般稳定。一定要确保你的电路不会在任何所期望的应用方式、负载或偏置下发生减幅振荡或者振荡。

8.10 噪声

除了振荡行为以外，在使用运算放大器时会遇到的另外一个问题就是噪声。大多数的运算放大器都具有合理的可预测的噪声。它常常仅达到理论上的水平，尤其在音频范围内。在Thomas Frederiksen的书[4]中，有很好的在不同应用场合下处理噪声及其相关效应的方法。同时，如果你想在任何给定的电源电阻或阻抗的前提下优化噪声，美国国家半导体公司的线性应用手册AN222（National Semiconductor's Linear Applications Note AN222）[5]和参考文献[6]中的文章都有一些好的建议。

当噪声不可预测，或者当特定型号的运算放大器具有可变噪声特性时，对于噪声的处理就会有困难。这种问题在音频范围内很少发生，但是在100Hz、10Hz或者更低频率的低频范围内确实偶有发生。所有的半导体和放大器生产商都努力使这种噪声尽可能降低，但偶尔还是有一些噪声稍高的器件被制造出来。有些时候生产商可以通过增加测试来滤除这些高噪声器件，但是如果这些测试要花费测试机1s的时间（可能导致3美分以上的开销），则它就已经并不便宜了。我们正在尝试为一些相对更为流行的放大器增加一些仅有0.3s长的测试，然而这绝不是唾手可得的。

下面是一条提示——我们发现对噪声进行真实的均方根测试纯属浪费时间，因为那些讨厌的高噪声放大器具有从均方根噪声数据中无法估计出的特别糟糕的

峰峰值噪声。因此峰峰值测试才是最好的判别标准。在去除了宽带噪声之后，我们认定从30Hz~3kHz左右是具有最佳分辨率的带宽。一个0.1s的采样时间即可获得良好效果；那些能够通过0.1s测试而不能通过0.5s测试的元件是极为少见的。

8.11　爆音噪声会干扰高灵敏电路

闪烁噪声，也称做1/*f*噪声，是在低频段存在的交流噪声。而爆音噪声则是比1/*f*噪声更为隐蔽和有害的一种噪声——这是一种电噪声，它在随机的时间点在普通的热噪声上叠加一些方形的阶跃。爆音噪声在当今已经很少出现，但不幸的是，其概率尚未降至0%，即便是最优秀的生产商的最先进处理手段亦不能完全避免。我曾经因为我的某些放大器比某些竞争对手的放大器具有更为严重的噪声而被口诛笔伐。但是当我看到我的竞争对手的数据和图表时，我注意到1/*f*噪声和爆音噪声潜伏在不为人所注意的角落中。在高性能器件中，我们试图滤除噪声。但是当一些元件的爆音噪声发生间隔长至2~10s时，寻找这样的器件就有些得不偿失了。况且也很少有客户情愿为了挑出那么几个噪声器件而花钱把其他所有好的元件都测试一遍。请记住：10s的测试时间等于30美分；时间就是金钱。

尽管振荡和噪声问题可能是运算放大器使用中最为常见的问题，但是还有其他的一些特征是值得加以注意的。这些特征包括：过载或者短路恢复、稳定时间以及热响应。许多运算放大器在输出（即可以使输出达到某一个电源电压）之后可以相当迅速地恢复。对于大多数的运算放大器来说，这些恢复特征没有被定义或明确指出。一款最近新推出的运算放大器声称截止之后的恢复时间仅仅为12ns。几乎所有其他的运算放大器都要在某种程度上要慢一些。斩波稳定放大器的恢复时间甚至可以达到秒级。

即便你有一款从极限中恢复不需任何延迟的高速运算放大器，仍然可能有类似于积分器这样的电路，使得输出或输入截止之后的恢复要花费相当长的时间。为了避免这种情况，利用齐纳二极管和其他二极管组成的反馈边界可能会有所助益[7]。然而如果你有一个差分放大器，那么你也许就不能使用齐纳二极管反馈限制器了。我不禁回忆起自己利用一款高速介电绝缘运算放大器设计一个检测器的那段日子。当我将其付诸生产的时候，一切都不再正常工作了。而原因在于当时的生产商为了将晶片面积减少50%，重新设计了芯片，而这种新改进的布局恰恰减慢了运算放大器的过驱动恢复时间。我只好重新打起精神利用LM709重新设计了那块电路。从长远的角度来看，我的确节省了许多钱；但当时，必须更换元件这个事实却着实让我不痛快。

8.12　仅仅依赖可靠的指标

不要依赖生产商没有明确指定或者保证的特性。你检测一批元件，并发现它

们满足了某一项生产商没有明确指出的特征指标，这是完全可能的。但是如果下一批元件没能满足你的要求，你又能埋怨谁呢？不要埋怨我，因为我现在已经警告过你了。与已被保证的指标相比，任何没有被明确的指标都将导致一个显著变化的测试结果。如果你不得不在一个不明确的范围内工作，你应当在保险箱中保存一个检测过的好芯片作为保障。如果一批新的器件被引进而且被检测认定为“坏的”，则你尚有一些备用元件。我回忆起一个LM3046晶体管阵列的用户抱怨：一部分元件在较宽范围内无法精确工作。调查表明那些“坏”元件在集电极电流为20pA时仅有大小为20的β，而“好”元件的β足有100。我最终让这位用户相信：在保险箱中（对，我当时就是这么说的）保存几百个这样的便宜元件，要比亲自到生产商那里去挑选高β的器件实惠得多。

104

运算放大器以及其他一些线性集成电路也会有一些由热“尾巴”(themal “tails”)引起的误差。当某一个输出晶体管出现热量变化而导致一个横扫整个芯片的热梯度时，这些尾巴就会出现。这些变化通常在毫秒级时间中逐渐出现，并导致输入晶体管或者其他敏感电路不均匀发热。许多高功率电路和高精度电路，如LM317、LM350、LM338、LM396、LM333和LM337，都曾经受过多年的热误差测试。这些测试并不仅仅在功率IC中使用，而且被用在类似于LM368和LM369这样的高精度参考源和设备级(instrument-grade)运算放大器上。事实上，一篇最近由Tektronix工程师所发表的文章[9]曾指出由热“尾巴”所引发的噪声在高速信号放大器中可以成为一个主要的误差来源，同时创新的电路设计可以使那些过驱动恢复误差最小化。

如果你曾经研究过古老的OP-07型放大器的增益误差，你可能会认识到这些误差和非线性是由热误差所引起的——这要归咎于拙劣的布局。在今天，大多数的OP-07已经换用了更好的布局，这些热失真也已经被排除了。

另外一个没有被明确的特征是失调电压随压力的变化。这在双极结型场效应晶体管放大器中是最为显著的，因为场效应管比双极型管对硅晶片上的压力更为敏感。当你在一块PCB上安装并焊接一块双列直插封装的运算放大器，然后再弯曲这块板子时，你可以监测到V_{OS}的移动。某些放大器比其他相似的类型要更好一些，这和布局以及晶片连接有很大的关系。如果你要求尽可能小的失调电压，那就要注意这个因素。如果电路板被震动，则交变的弯曲和压力也会导致交流失真。陶瓷双列直插封装（CER-DIP）放大器具有一个坚固的陶瓷基片，因此所受的影响也较小。

购买小型表面贴装（SO，Small-Outline，surface-mount）的BIFET放大器是会引发大乱子的。较小的塑料封装能够吸收更小的压力，并且晶片将会被弯曲得更厉害，进而导致V_{OS}的变化将比普通的双列直插器件更为严重。因此，当你以为可以在同一块板子上包含更多的好东西而使用表面贴装元件时，你也同时在板子上

引来了更多的麻烦。没有任何的数据手册对这些有明确的表述。因此一个SPICE仿真分析无法对这种潜在的问题向你预先提出警告，面包板上的实验甚至都无法提醒你。因此，在真正的PCB上的实际原型单元必须被仔细检查。

现在，几乎每个生产商的单片运算放大器都能够在输出被短路到地的情况下幸存下来（混合结构芯片却往往没有保护）。但是一个运算放大器能否在输出被短路到正电源或者负电源时幸存下来就不总是那样清楚了；即便能够幸存下来，时间长短也还是个未知数。你可能必须询问生产商，并且要准备好接受一个不好的答案。你会被告知：要避免器件过热而超过其绝对最大结温度。即使一个放大器或者稳压源确实能够较快地从电流极限中恢复过来，也没有人能够保证它在电流极限时不会发生振荡。生产商几乎也没有多少关于电路如何从电流极限引起的热梯度中恢复过来的知识。如果一款运算放大器在高功率过载中幸存了下来，进一步要求这个器件迅速恢复其最佳精度实在有些过分。你所能期望的最好结果就是器件能够在可靠性没有退化的情况下幸存下来——这就是标准。

105 某些运算放大器（例如LM12和LM10）和大多数电压稳压器（以及其他功率IC）具有一个片内的温度限制器。过热保护电路可以改善可靠性。如果一个很重的过载被加在运算放大器上很长时间，或者没有散热器，或者周围环境太热，则这些电路在芯片温度超过150°C时会检测到并关闭输出。LM117（和其他早期的功率IC）中的热限制电路有时会仅仅减少输出电流，使之降低到一个安全的直流值以将晶片温度保持在160°C左右。在另外一些情况下，当负载更轻而且热梯度瞬变过程不同时，这些热限制电路会在打开和关闭之间以一定占空比的周期振荡来保证160°C的芯片温度。因为我正要设计LM137，所以我认定后一种特点更为优越，因此我在热限制电路中设计了大约5°C的热回滞。通过这种方法，电路会以约100Hz的重复频率进行重启过重负载的强大尝试。如果稳压器仅仅进行孱弱的尝试，则这可能会无法启动某些合法的负载。

因此，我们实际上在这个热限制电路中设计引入了振荡，但是我们却从来不会在数据手册中自找麻烦地提到它。我很抱歉，下一次我会做得更好。（这种情况和我的一个心病（糟糕的数据手册）有关系。我对糟糕的数据手册非常生气，而且我尽了很大的努力去写出好的数据手册。请参考*How to Read a Data Sheet*（附录F和参考文献[10]），因为糟糕的数据手册会使用户陷入麻烦。）

8.13 不同的方法揭示不同的错误

现在你已经知道了一些应当小心的运算放大器问题，但是应如何对一个运算放大器电路进行故障诊断呢？我通常将我的计划归入两类：交流问题和直流问题。常见的交流问题包括振荡和减幅振荡；直流问题包括糟糕的直流输出误差和固定

的输出（输出被固定在正电源处或负电源电压处）。显然，你需要一个示波器来搞清电路是否振荡。当我发现我正尝试帮助的许多用户甚至连示波器都没有的时候，我总是非常焦虑。如果一个工程师仅有一台破旧的示波器，这我完全可以理解；但是一些问题和设计验证工作确实是你在没有示波器的情况下无法解决的。

如果是一个交流问题，我首先会确保输入信号表现良好并处在所期望的值上。然后我会将我的示波器探针放到电路中所有其他的引脚和结点上。有时采用10×档探针是恰当的，而其他时候我都用1×档。有时采用示波器的交流耦合方式；有时采用直流耦合。我检查所有的引脚，尤其是电源引脚。然后根据我所观察到的线索，通过添加电容或者阻容箱来四处收集症状以对电路的结点进行归类。我会采用双探头来观察输入和输出是否有令人感兴趣的相位关系，并同时验证输出是否仍然振荡。

我所用的许多技巧取决于电路究竟是我没尝试过的还是我极其熟悉的。有时我会发现一些难以置信的情形，这时我一定会首先彻底搞清其中的原委，然后才会去排除问题并进行下一步。毕竟如果我自己已经干过一些蠢事，那么我确实应当查明犯错误的方式和原因，以避免日后再犯同样的错误。

如果运算放大器展示出直流误差或者输出固定，那么我首先会用示波器检查，确保没有振荡。然后我会拿出我的五位数字电压表并在一张电路图副本上草绘出一张电压分布图。第一步，我会将数字记在我的脑袋里并尝试是否可以对明显的问题做一个快速诊断，例如糟糕的电源，不小心断开的地线，或者一个缺失的电阻。在这种方法失败之后，我就开始一丝不苟地做笔记以帮助找到更为隐蔽和有害的问题。我观察电路图上的数字来揣测可能的问题。究竟是哪种故障导致了那些错误？一个取值错误的电阻？一个短路？一个开路？然后我会设计出一些测试来验证我的想法。有时必须断开一部分电路，但是我会使断开部分尽可能得少。有时加上一个电阻、电压或者电流会获得相同的结果，而且这会比断开一些元件更为简单。 106

如果一个放大器电路根本不工作，那么有时候正确的方法是进入电路内部“揪出”某个放大器的输入并强制它在其他输入的上下摆动。如果输出仍然根本没反应，则你可能遇到了一个坏的放大器，一个没有连接的放大器，或者一个固定的输出。这种开环测试并不是显而易见的——没有哪本书会告诉你这是一个好办法——但是当你尝试这种方法之后，你会赞同它的测试结果确实常常会向你说明一些明了的事实。请参考第14章的图14-1以掌握更多的基本运算放大器电路故障诊断的技巧和注意事项。

许多为运算放大器进行故障诊断的要诀都可以应用到其他元器件上。下一章将继续探讨缓冲器、比较器以及相关的元器件。

参考文献

[1] *Data Converter Handbook*, Analog Devices, P.O. Box 9106, Norwood MA 02062, 1974.

[2] Pease, Robert A., "Improved unity-gain follower delivers fast, stable response," *EDN*, February 20, 1979, p. 93. (Also available as LB-42 in NSC's Linear Applications Book, 1980, 1986, 1989, etc., "Get Fast Stable Response from Improved Unity-Gain Followers.")

[3] DeMichele, Glenn, "Compensate op amps without capacitors," *EDN*, July 21, 1988, p. 331.

[4] Frederiksen, Thomas M., *Intuitive Operational Amplifiers*, McGraw-Hill, New York, NY, 1985. Available from Heath Company, P.O. Box 8589, Benton Harbor, MI 49022. (800) 253-0570 (Part No. EBM- 1), $19.95.

[5] Nelson, Carl T., *Super Matched Bipolar Transistor Pair Sets New Standards for Drift and Noise*, Application Note AN-222, Linear Applications Databook, p. 517, National Semiconductor, Santa Clara, CA, 1986.

[6] Pease, Robert A., "Low-noise composite amp beats monolithics," *EDN*, May 5, 1980, p. 179. (Also available as LB-52 in NSC's Linear Applications Databook, 1982, 1986, 1989, etc. as "A Low-Noise Precision Op Amp.")

[7] Pease, Robert A., "Bounding, clamping techniques improve on performance," *EDN*, November 10, 1983, p. 277.

[8] Pease, Bob, and Ed Maddox, "The Subtleties of Settling Time," *The New Lightning Empiricist*, Teledyne Philbrick, Dedham, MA, June 1971.

[9] Addis, John, "Versatile Broadband Analog IC," *VLSI Systems Design*, September 1988, p. 18.

[10] Pease, Robert A., "How To Get The Right Information From A Datasheet," *EE Times*, April 29, 1985, p. 31. (Also available as Appendix F in NSC's General-Purpose Linear Devices Databook, 1988, 1989, etc. and as Appendix F in this book.)

107



第 9 章 消除寄生振荡

振荡是模拟电路中无处不在的怪物。不仅你可以碰到振荡的运算放大器，如第8章所述的那样，还可以在振荡的晶体管、开关稳压器、光隔离器、比较器和缓冲器中遇到它们。而且，如果你考虑它们的话，锁存电路（latched-up）恰好是振荡的反面，所以在这里我也把它包含进去。

回忆起墨非定律中所说的必然结论："振荡器不会，而放大器会……这就是振荡。对一些幸运的人来讲，发现和消除不良振荡的诀窍是一种深邃的艺术。但其他人并没有很好地领悟这种艺术。

我显然不能告诉你如何解决每一种振荡问题。但是，我可以给你一些基本的原则，告诉你对于不同的器件，包括比较器和缓冲器，哪里可能有问题。这个信息以及一些建议的程序和推荐的仪器，将让你有一个良好的开始。

下面是我们所不希望见到但会突然出现的一些振荡：

- 超高频振荡（数百兆赫）源于单个振荡的晶体管
- 产生于比较器附近的、寄生反馈引起的几十兆赫振荡
- 由不适当的阻尼放大器环路、不良的线性电压稳压器IC，以及不足的旁路电源产生的，几十万赫的振荡
- 由不适当的环路阻尼产生的开关稳压器环路产生的中等频率的振荡
- 60Hz或120Hz，或类似线性相关频率的振荡
- 由电动机械或热伺服中的物理延迟产生的低频振荡

正如这些描述指出的，振荡频率是追寻源头的很好的线索。电动马达电路不可能振荡在10MHz，单个晶体管不可能（一般来说）振荡在100Hz。因此当一个工程师抱怨他的电路振荡的时候，第一个想到的问题是"噢，在什么频率上？"即使频率是一个很好的线索，工程师却经常不注意它的频率是多少。这种疏忽导致了人们总是打电话来尝试解决问题。

在一个非常高的频率上，比如20MHz~1000MHz，电路的布局在很大程度上影响着振荡的可能性。一个解决的技巧是用你的手沿着电路滑行一圈，然后看是否在任何一个点上，其振荡减弱或加强。记住，知道如何使振荡加强绝不是无用的知识——这些知识可以告诉你如何使振荡消失。

曾经有件事给我留下深刻印象，一位同事向我展示，一些早期的IC放大器有一种自我振荡在98MHz的倾向，并且有一个确定的电压输出。将一个栅陷式振荡器放在附近将使这个问题增加或减小（Heathkit称这些仪器的其中之一为陷入仪，

见第2章）。同时，我没有100MHz的示波器，但是我可以用25MHz的示波器看到这些高频振荡的校正包络。因此，如果你看到了因为你的手指靠近了一个晶体管，电路的直流电平发生漂移，你应该怀疑有高频振荡。

当然，你不会"让你的手指靠近"高压或致命的电压的电路附近。

不经意地引起一个非常高的高频振荡的方法是启动一个射随器晶体管（甚至很容易，例如2N3904），其发射极电流为5mA~10mA。在这样的情形下，你可以简单地得到一个几百兆赫的振荡。因此虽然一个好的100MHz示波器不能发现这样的振荡，其产生的辐射噪声可以使其他电路疯狂而且可以使整个系统不能测试辐射电磁噪声。

例如，设计第一台个人电脑的时候，设计师需要为它们的处理器设置一个RESET功能。很多的设计者不约而同地选择了一种最简单、最便宜的可能的RESET电路（见图9-1）。当他们完成这样的设计并将原型计算机送到FCC进行检验时，他们的设计严重地失败了。频率如此之高以至于没有人注意到它。但是晶体管发射出的许多高频能量达到了好几百兆赫。FCC的检查者发现了它们，导致计算机没能通过辐射RFI的测试。他们必须返工重做。

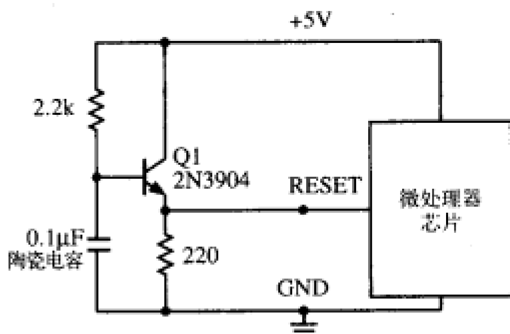


图9-1　这是一个为RESET功能设计的"流行的"电路，直到工程师发现它振荡得非常厉害

对于这样的射随器，一个50Ω或100Ω的碳电阻直接串联在晶体管的基极（在2~3in以内）可以抑制这样的振荡趋势。有时一个小的铁氧体磁珠可以比电阻更加有效，因为它会降低晶体管的频率响应。

9.1　振荡突然出现

不是所有有问题的振荡都是高频的。一个不稳定的开关稳压器反馈环路可以产生低频的振荡。对开关稳压器反馈环路进行故障诊断，我建议首先用网络分析仪来节省你进行故障诊断的时间。网络分析仪便于分析数据并检查发生故障电路的变化（但是，我倾向于在实时阶跃响应中观察。如果它符合频域响应，那就没问题，否则我会怀疑……）。

109

其次，如果你以前的电路版本可以正常工作，那么不能工作的新版本和旧的有什么不同呢？当新电路出现故障的时候，注意保留一个或几个能够正常工作的旧版本以便于你与新的电路进行比较（我说的是*当*，不是*如果*）。第三，注意元器件，比如电容，如果有人改变了型号或电源电压，其高频特性可能会改变。

开关稳压器中的光隔离器是另一个能够导致振荡的原因，因为它有着宽的DC增益和AC响应。另一方面，一个开关稳压器IC不太可能产生振荡。因为它的响应一般都快于整个环路的频率。但是，除非证据确凿，IC仍然有可能是罪魁祸首。基于这个原因，你应该有一个具有插槽的额外模块，它采用不同的电源、不同的设备类型以及有余度的IC，来检测这些新奇的小故障。你可能想到寄生电容和电感会使得插槽的使用弊大于利，不过实际上仍然是利大于弊的。

9.2 什么时候振荡不再是振荡

我们大约每个月还会接到电话，听一些人抱怨电路有120Hz的振荡（这是我们做的一个好事，因为我们的一位应用工程师提到了这个案例，而我意识到我忘记了提到这种振荡，因此这一段是截稿前最后添加进去的。如果我没记起来有这类“振荡”，我将会非常惭愧。）现在，如何让一个运算放大器振荡在60Hz或120Hz呢？其实，让一个运算放大器或稳压器振荡在这样的频率也不是不可能的。真正发生的是电源线频率的某些噪声进入了电路。有4种主要形式可能导致这种情况的发生。

（1）当一个二极管接在高精度输入上时，室内的周围灯光可以照射在其上并产生光电流。因为我们的日光灯，这个频率一般是120Hz，但是更强的谐波可以随着直流电流产生。一旦你意识到了这一点，你就可以把你的电路遮挡起来，用黑布或者是衣服，或者是书，那么你的问题就很容易解决了。然后你可以将它永远放在一个暗的地方。如果有特别强的亮光，它甚至可以穿过T0-99基极的绝缘体，一个小的陶瓷不是完全不透明的。它们可以让一小部分光进入。幸运的是，目前塑料DIP封装是非常不透明的。

（2）电源可以产生比你所想像的要多的60Hz或120Hz纹波（锯齿形或脉冲形）。这个可能是由于不良接触、不良电容、开路整流器，或者接地环路所引起的。一旦认识到这一类的问题，你很容易发现并解决它们。

（3）来自变压器的磁通量耦合进入电路。两个最常见的来源是附近的焊锡，或者是饱和的并释放磁通量的电源变压器。这经常在60Hz有一个与众不同的波形并伴随着许多谐波，而且对位置极其敏感。这个也是很容易发现的。但是如果你发现你的变压器不仅转的非常热，而且附近有很多的磁流。那么通常你很难定位它。我建议将你的电源组装在一个小盒子中，离开你的主要设备至少3ft，但是有时这很难做到。你应该仅仅安装一个你熟悉性能的变压器，它对过多的外部磁通量以及饱和具有良好的已知自由度。有时你可以用一个螺旋形的变压器改变你的电路，不过大多数人不考虑这么做。它也许更贵不过却更值得，因为它们更加有效并且不会过热。 110

（4）一个机械振动可以通过软线或者高K的陶瓷电容耦合到电路中。如果没有

人告诉你这件事，那么这是非常难对付的。有时如果你将高K的陶瓷电容换成NPO或者是一个薄膜电容，问题就可以解决了。最近我们用了一个皮安计，然后当电源靠近集中点时，那么那就会有一定量的电荷$Q = C \times V$。当线振动在行频时，60Hz的电流$I = V \times dC/dt$流入输入端。当我们将5V的电源线保护起来并远离输入端时，这个电流就会消失。我们还可以在整个电路中增加一个防振架（shock-mounting）来排除所有的振动。

可能有其他的方式来使60Hz的噪声进入电路，因此你必须准备好去认真练习查找不良的耦合模式。但是如果振荡恰好是在行频，而且如果在示波器上它与行频同步，那么这可能不是一个真正的振荡。现在我看到了一个59Hz的振荡，它可能让你误认为是60Hz的振荡，但这是非常少见的。这充分说明这里有很多噪声是需要你引起警觉的。有的是振荡，有的可能是"振荡"。

你最好使用纸带记录器分析一下慢伺服机制的设计，比如图9-2，因为环路的响应时间是很慢的（一个存储的示波器就可以，不过一个带状纸带机对我来说更好）。你可能希望去分析计算机仿真这样的一个伺服环路，比如SPICE，但是从加热器到温度传感器的热反应严格限制在这些器件的机械和热的量度上。这种关系将很难被计算机建模或分析。

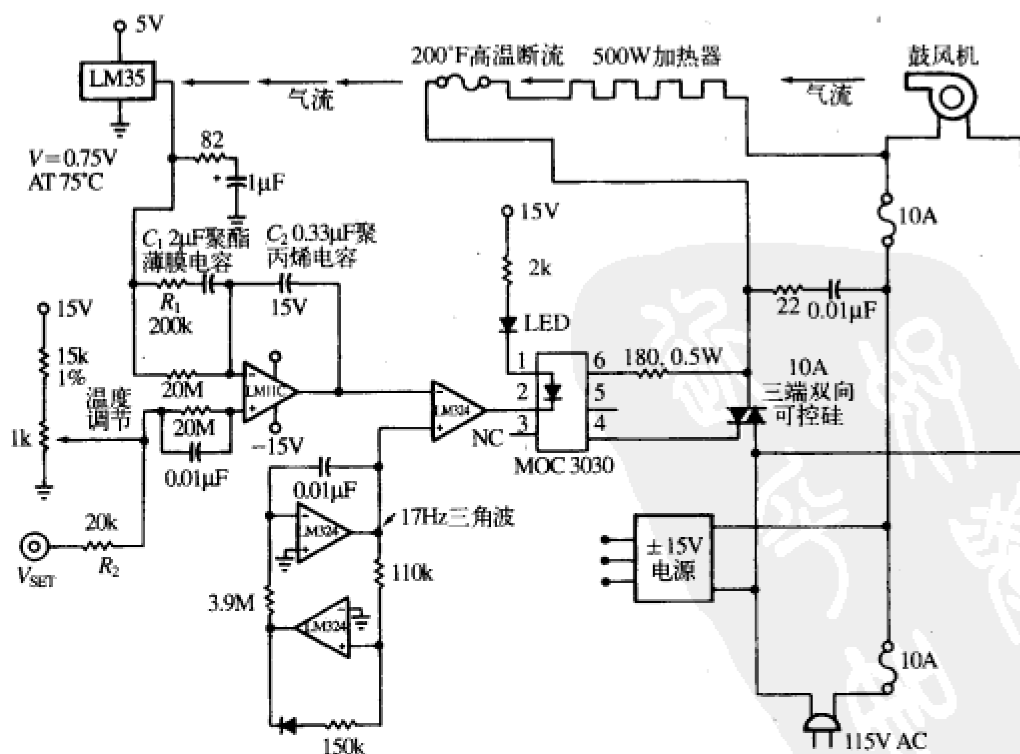


图9-2　稳定该加热器的慢伺服环路，并选择合适的R_1、C_1、C_2，对R_2采用1Vp-p、0.004Hz的方波V_{SET}，还要采用条带记录器观察LM11C的输出

9.3 比较器可能异常

比较器就是一个去除了阻尼电容的非常简化的运算放大器。比较器有很大的电压增益，而且在高频下大都有一些相移。因此，振荡总是难免的。实际上大多数比较器都有振荡问题。

慢比较器，比如我们熟悉的LM339，可以很好地工作。如果你设计PCB版图，以便使比较器的输出以及其他所有大的、快速的噪声信号远离比较器的输入，你通常可以获得良好的没有振荡的输出。然而，即使低速的情况，如果你在其差分输入上施加一个缓慢上升的斜线电压，LM339可能会振荡。如果输入信号源具有高阻抗（>>10kΩ）或者如果PCB版图没有提供保护，那么事情就会变得更加糟糕。

总的来说，对于每个比较器的应用，从输出端到正输入端，你应该提供一点儿迟滞或者是正反馈。引入多少呢？我想在靠近比较器的过零点阈值处可以提供相当于能够避免振荡最小量大约2倍到3倍的迟滞。这个反馈余度可以保证其正常工作（更多有关裕度的问题请参考第8章的“Pease原则”）。我从没见过这个迟滞安全系数技术在其他文献中写过，所以你可以先读一下。 111

我的关于过度迟滞的建议仅是一个单凭经验的方法。你可能想采用更多的迟滞，这取决于你的应用。比如，在RC振荡器中的比较器可以工作在1V、2V、5V的迟滞，你可以用超过迟滞最小量的值。再有，如果你有一个在其上面叠加着几毫伏噪声的信号，那么感知这个信号的比较器将需要一个大于最坏情况2倍到3倍的迟滞范围。

9.4 用手触摸比较器会改变其性能

比较器表面上是非常敏感的器件，也就是说，只要你的手指碰到了电路，它的性能就会极大地改变。并且，由于比较器如此敏感，所以当你从面包板或印制电路板出发时，你应该对最好或最差的安全余度将发生变化的可能性做好准备。当你的版图发生变化时，你不可能预测出需要多么大的迟滞，所以你必须在改变之后重新对系统进行估计。 112

对更快的比较器，例如LM311，所有的东西会变得更加敏感，并且版图会更加重要。然而，当有些人指责LM311存在固有振荡时，我告诉他们这需要好的版图，在没有振荡以及对正反馈没有任何要求的情况下，LM311具有可以放大任何微小信号的能力，这包括其自身的输入噪声。因为调节引脚担当了辅助引脚的作用，LM311的特别预防措施是将调解引脚（通常是5和6）接在一起来防止来自输出（通常是引脚7）的AC反馈。自从1980年以来，美国国家半导体公司线性器件数据手册中的LM311数据手册已经给出了恰当的建议和警告，而且我建议对所有

的比较器都使用该建议。

对于比LM311更快的比较器，我发现仅依靠完美的版图来避免振荡是不切实际的。对于这些比较器，几乎肯定需要一些迟滞，而且如果设计一个采样数据系统，你应该研究选通或锁存比较器的技术。采用这些技术可以确保没有持续超过几纳秒的从输出到输入的直接路径。所以，振荡可以避免。经过确认，重的电源旁路以及用墙将输出与输入屏蔽来恰当地保护PCB版图，将有助于避免振荡。但可能仍然需要一些迟滞。

对某些特殊应用，除了以AC耦合代替普通的DC耦合迟滞外，你可以通过在DC耦合上增加AC耦合迟滞来获益（见图9-3）。例如，在过零鉴别器中，如果你选择适当的反馈电容，你可以在过零点获得零有效迟滞，同时在波形的其他点保持某种迟滞。这个窍门是让电容的电压在波形的半个周期内衰减到零。但是，如果没有输入信号，要确保AC耦合迟滞比较器不以不可接受的方式振荡。

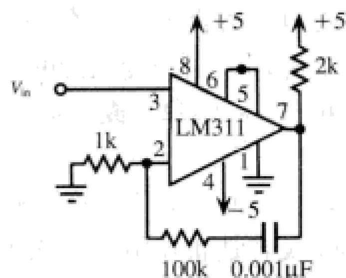


图9-3 这个过零检测器没有DC迟滞，但有50mV的AC耦合迟滞

9.5 比较器具有噪声

大部分数据手册没有讨论比较器的噪声（除了新的NSC LM612和LM615数据手册之外），但是比较器确实具有噪声。依赖于使用的每个单元，你可能发现每个比较器都有单独的"噪声频带"。当差分输入信号缓慢地从一侧进入该频带时，由于经过放大的噪声或振荡，输出可能获得很大的噪声，有时候是轨到轨的（rail to

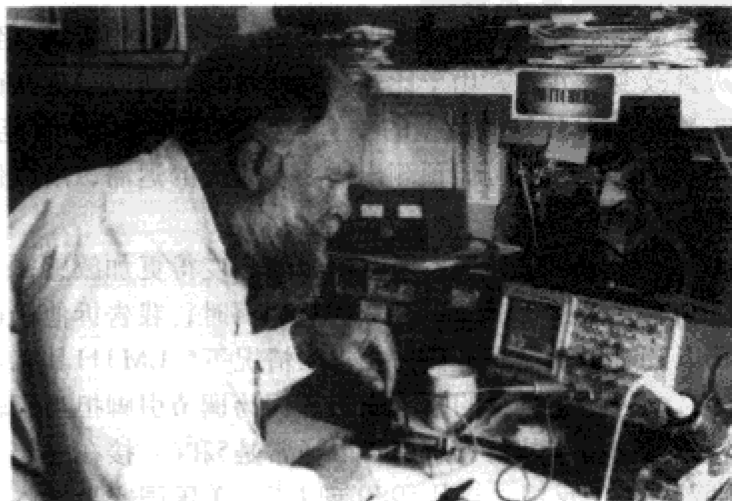


图9-4 当振荡变差时，需要精确触发的示波器来协助研究问题

rail)。即使输入电压返回到电压开始振荡的范围之外，振荡可能继续。所以，你可以很容易地对失调电压V_{os}建立自己的测试，而这与生产商测量或保证的值不一致。的确，其可能对设计测试的一致性敏感。

113

对比较器V_{os}的测试，我通常构建一个典型的运算放大器振荡器，在其中建立特定量的迟滞和一定量的电容，所以器件将振荡在适中受控的频率。如果你充满求知欲，可以参考附录D。

另一个避免比较器V_{os}故障的方法是在比较器之前使用单片双晶体管作为差分放大器的前置放大级。在减小输出到输入信号杂散反馈的同时，该前置放大器可以增加增益和精度。参考LB-32[1]中（很慢的）的高精度比较器。

9.6 不可预测的共模漂移

在抑制振荡之后，对比较器最大的抱怨与其共模范围有关。我们在美国国家半导体公司的应用工程部门得到许多来自工程师的询问，他们想要知道是否可以违反比较器的共模指标。但是，他们不总是对我们的答案表示满意。我猜想部分抱怨是由生产商对其数据手册写得不够清楚造成的。

通过比较，大部分工程师非常了解运算放大器的共模电压范围V_{CM}，这是通过假设输入在同一电平上来定义的。该指标对运算放大器是敏感的，这是因为大部分操作的输入在同一电平上。但在大多数情况下，比较器的输入并不总是在同样的电平上。只要让两个输入都保持在比较器的共模范围之内，该比较器的输出就是正确的。

但是如果一个输入在共模范围之内，而另外一个在这个范围之外，有三种情况可能发生，这取决于电压和所涉及的特定比较器。对一些输入范围，你可以对输入过驱动，并仍然可以得到正确的响应；对于另外一些的范围，你可能获得异常的响应，但是不会对你的比较器造成损害；对于其他的，可能会立即损坏你的比较器。

114

例如，对工作在5V单电源上的LM339型比较器，如果其输入之一工作在0~3.5V范围内，随后另一个输入工作在0~36V范围内，而没有导致任何无效输出或引起比较器的损坏。事实上，在室温下，超出范围的输入可能进入−0.1V，并且还产生正确的输出。

但是，如果你让输入之一低于−0.1V电平，或是−0.5V或−0.7V，老天会帮助你。在这一条件下，如果你将比较器的输入电流限制在5mA或10mA以下，你不会损坏或破坏比较器。但即使没有发生损坏，IC封装中的任何输出或全部比较器可能错误响应。当衬底二极管（它在器件的输入晶体管是固有的）正向偏置时，电流几乎可能流过IC电路中的任何地方。这就是导致错误输出的电流。

在未来我们将试图使有关V_{CM}的指标更为清晰。可能下一次在美国国家半导体公司，我们将更加强调指标手册的重要性。事实上，这是来自LM612数据手册的正确说法："在整个温度范围内，该比较器共模输入范围保证在$V^- < V_{CM} <$（$V^+-2.0V$）。这是比较器必需保证的电压范围。如果所有的输入都在这个范围之内，当然输出是正确的。如果一个引脚在范围内，而另一个低于V^-+32V，即使大于V^+，其输出仍然是正确的。不过，如果任意一个或两个引脚输入低于V^-，或者任意一个输入电流超过10μA，输出将不保证正确。"也许这个定义适用于LM339、LM393以及LM324和LM358运算放大器，如果你将其作为比较器使用的话。因此，你不能说我们没有尝试告诉你做好数据手册，即便有时你要花20年才正确了解。

当然，如果你保证输入在他们写明的共模范围内，比较器就不会不正常工作。当然，一些人看不起数据手册，所以当我们告诉他们不同的信号差大于5V将会破坏一些比较器输入的时候，他们显得非常不高兴。但是自从μA710诞生以来，这种可能性是一直存在的。因此你需要钳位、翻转、衰减输入信号（差分的或者相反的）以保证快速比较器可以幸存。

9.7 一个不言而喻的问题

其他一些通常不在数据手册中提及的问题是共模摆幅问题。不然一个好而旧的LM311将是一个非常好的比较器。只不过当共模摆幅问题出现的时候，会使人有些迷惑。但是基本来说，所有的比较器都有这个问题。如果一个输入突然摆幅到超过了其他输入的水平，你将会感到非常惊讶，比较器输出之前的额外延迟会改变状态。这个延迟的出现是因为比较器内部节点相对其输出响应不能摆动得足够快。比如，10V的阶跃与100mV的阶跃相比可以增加额外的100ns延迟。如果两个输入都在一起摆动，那么即便差分输入没有交叉点，输出也可以产生出不确定的毛刺或者误差脉冲。如果你的电路中有这类比较器，并且你不能忍受这样的毛刺的话，就要特别注意。

想一下，我偶尔听到一些工程师抱怨："我用了这个比较器好几年了，没出过任何问题，但是突然它就不能正常工作了，这是为什么？"当我们调查时，我们发现比较器已经工作在非常接近于"典型"共模范围的边沿，超过了可以保证的数值。尽管这些工程师几年来都侥幸避免了达到极限，但最近一批比较器给他们带来了麻烦。我的一些好朋友指望我来让他们的器件符合要求，但是我总是很遗憾地告诉他们，他们只能依赖可以确保的指标。

115

如果你需要三个运算放大器和一个比较器，你能就用一个LM324吗？当然，运算放大器不需要像比较器那样差，但是他们确实很慢，而且LM324是其中最慢的。不仅它的摆率很慢，而且如果你的电压只要比V_{OS}大5mV，那么输出将会只能

在0.01V/μs工作，甚至不如它规定的摆率高。一个LF351或者是四分之一个LF347的响应将会快一些。所以如果你想把一个运算放大器作为比较器用，最好只需要一个慢速的比较器（但是，要注意一个LM358加一个LM392将有效地提供LM324的四分之三加LM339的四分之一，而且两个8脚的mini-DIP封装将只比一个14脚的DIP多占4%的面积）。

但是，即使如此，某些人也用运算放大器作为低速高精度比较器。尽管运算放大器通常并不具备比较器的特性，但你可以成功地搭建出这样的电路。比如，LM709减少一个补偿电容可以变成一个非常有竞争力的、非常快的比较器。但是请不要将输入过驱动和损坏。

相反地，我偶尔会被问到，“我能在LM339上放置一些阻尼电容，从而将其作为单位增益跟随器使用吗？”通常的答案是不行！因为LM339的相位延迟是非常奇怪的，所以不受任何可能的补偿方案的控制。但是，我用更低速的LP339和LP365做成了低速反相器或低速跟随器。

9.8 即使具有缓冲的电路也可能振荡

任何一个电路增加了电流增益就会振荡——即使是缓冲器。我们首先承认缓冲器是某种具有很大电流增益的线性放大器。某些具有大约0.9或0.95的电压增益。其他有的电压增益高达10或20，这是因为它们的输出必须在50Vp-p或者100Vp-p摆动——甚至更多。即便是射随器，虽然你可能觉得其电压增益是小于1的而且易于使用，但是仍然有一种自己振荡的倾向。所以，不论你是买缓冲器或者是自己做，请注意这个问题。

还有，缓冲器可以有高频的振荡，并且其斜率将会突然在40MHz或60MHz处增加，因此可能会在你的环路中产生相移，并且在6MHz或者10MHz处下降。你可以解决这个问题，但是这需要你做好计划。缓冲器也可能增加一些失真，而运算放大器不能简单地在中频和高频消除失真。因为缓冲器通常对这个失真没有什么指标要求，所以请注意这一点。还有，如果你在将静态偏置电流作为AB类放大，你就必须保证直流工作电流是稳定的而且不要过大。你必须将其设置得足够高以便不会产生失真，但又不能设置得过高使其功耗过大。

用来稳定单位增益跟随器级的标准过程之一是在环路附近放置一个反馈电容（见图9-5）。这个电路容忍容性负载，因为在运算放大器的反馈电容提供了局部稳定性的同时，缓冲器将负载进行了去耦合。大多数的单位增益缓冲器，不论是单片的、混合的，还是分立的，对于电感源都是不稳定的，因此请保持输入引脚短接。一个系列的电阻有助于稳定，就像LM310那样，但是会降低器件的响应。

许多高速缓冲器需要驱动50Ω~150Ω范围的负载。驱动这些负载可能需要很大的电流，因此很容易过热。请准备好散热器，使得器件不会超过额定的最高温度。 116

大多数的缓冲器没有过温保护功能，但是最新的LM6321和LM6325表明一个好的运算放大器至少可以有这样的功能。当用缓冲器驱动远程负载时，请注意传输线需要有一个适当的终端电阻去防止反射和振荡。如果你可以提供电压降，那最好在缓冲器和电线之间放置一个50Ω的电阻。

当你的缓冲器提供了额外的电压增益时，必须确保这个增益会在你事先设计的范围之内，否则你的环路将会很不稳定。如果一个缓冲器—放大器具有正的电压增益，如图9-5b所示，你可以在主放大器上使用容性反馈。但是当你的缓冲器—放大器有−10的增益时（见图9-5c），你可能想用反馈电容从缓冲器—放大器的输入（运算放大器的输出）连接到运算放大器的正相输入端。有时，你可以在正相输入端放置一系列的RC阻尼以增加噪声增益来使其稳定，但是这个方法不是总能管用。环路的阻尼是非常微妙的，因为有很多级联的增益堆在一起。但是一个接在反相输入端的反馈电容能够保证它既安全又简单。

117

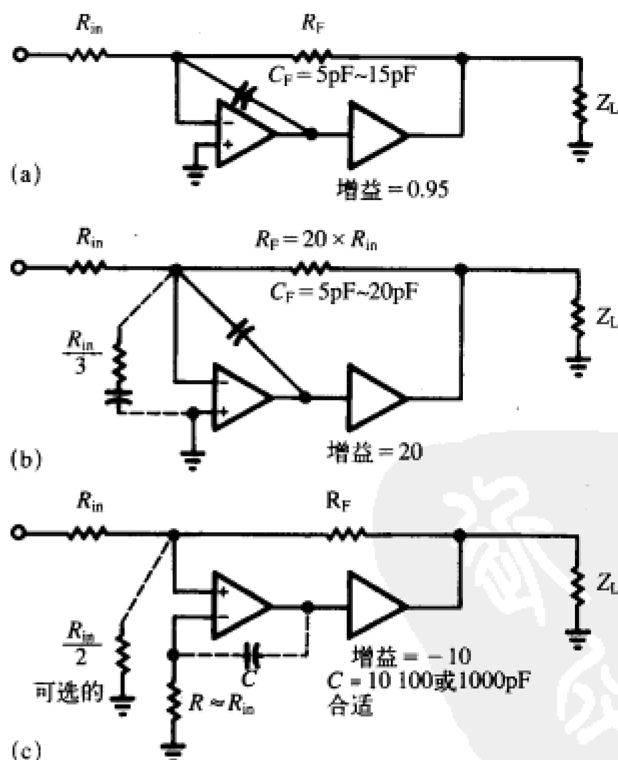


图9-5 依赖缓冲器的增益，你可以使用上面这三个图来稳定一个缓冲放大器

9.9 令人讨厌的锁存

非预期锁存的电路提出了一个问题，这个问题和振荡电路的情况完全相反。或者说，你可以认为锁存电路就是一个振荡频率为0的电路。尽管锁存电路同样需

要进行故障诊断，但是有一点是好的，那就是它们静静地呆在那里，然后让你接近它们，并且解除它们。此外，你还可以用电压计测量每个部分来发现它们是如何锁存的。以上所说的并不意味着可以很容易进行故障诊断，因为你有时并不能说清楚电路为什么会进入到目前的状态。而且，在集成电路中，有很多的载流子的路径是经过衬底的，而你不可能“确切地找到”。

锁存电路最坏的方面就是其中某些具有破坏性，所以你不能只是坐在那，然后让它们一直保持锁存状态。有两个方法来对付有破坏性的锁存电路：

- 立刻关掉电源，这样锁存电路就不能损坏任何东西了。尝试打开电源并采用短脉冲，并在其达到破坏性的锁存条件时观察电路（见第2章）。
- 采用具有零或小输出电容的可调的电流限制电源（见第2章的例子），这样当电路开始锁存的时候，错误的条件将很容易将电流限制电源的电压拉下来。

对付非预期锁存条件的另一个方法是按“错误”的顺序打开多输出电源的输出。某些放大器和电路会对哪个电源（通常是正电源）先打开非常敏感。自动的电源序列可以帮助你解决这个问题。穿过每一个电源的抗翻转整流器也会有帮助，而且它可以避免来自非预期交叉电源引线或电源短路问题。

过去隔几个月就有人问我包含LM108的产品能否发货或购买，它的＋15V在－15V引脚上，或是相反。我会非常痛苦地跟他们说：“不要买，扔掉它。下一次在每个电源处放置抗翻转二极管。”特别是，你应该在系统中的每条电源线上增加抗翻转整流器，以便保护负载和电路。还应该在每个电源的输出上增加抗翻转整流器来保护电源（见图9-6）。某些人认为将器件留在外面可以保证电路的稳定性，但是我发现把正确的器件放在正确的位置则会工作得更好。请参考第13章关于这个主题的讨论。

如果你对抗振荡修正电路的运行存在怀疑，请尝试加热或者冷却你所怀疑的半导体器件。在极少的情况下，需要考虑无源器件的温度敏感性问题。即便电路不能因为加热变得更好，它也有可能因为冷却变得更差，所以要注意电路的应用环境。

我的观点是只停止振荡是不够的。你必须向电路应用一个大致的激励来看看电路是不是接近振荡，或者是完全远离振荡。这种严格的约束不仅适用于稳压器，也适用于所有的其他需要克服振荡的设备。

例如，将47Ω的电阻接在晶体管的基极可以防止振荡，但是24Ω就不行，33Ω不行，39Ω也不行，而47Ω可能是具有更多的余度。也许一个75Ω的电阻就是一个不错的选择——100Ω、200Ω或150Ω的电阻也就更没有问题了。

换句话说，即使一些猜测和运气有时也可以解决振荡问题，但你不可能在没有思考的情况下可以保证安全地解决振荡问题。此外，对那些赞赏“老式”方法

118　的人而言，可能会有更好的结果。

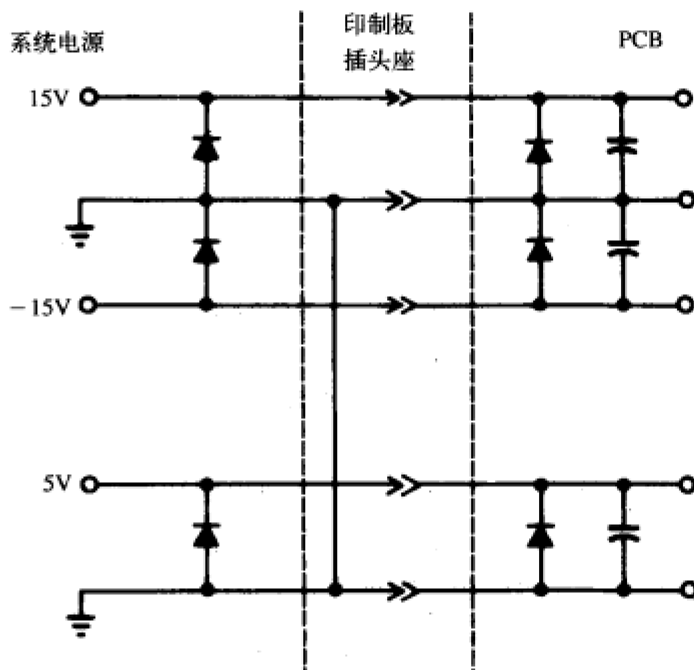


图9-6　在系统电源以及每块PCB上安装抗翻转二极管，可以极大地减少通过非预期短路或极性翻转来损坏电源或电路的机会

我确实不想说技术人员不能简单地对振荡问题进行故障诊断，这是因为他们不了解为什么电路会振荡——这并非我的观点。我只是说那些不敏感的和没经验的人，不论是技术人员还是工程师，当他们的电路越来越接近于令人满意的安全余度的边缘时，未能重视它们。相反，正如每个人所了解的那样，当所有聪明的工程师们都不能猜出问题所在时，原来未受过教育的技术人员通过发现线索而获得了解决方案，从而挽救了整个项目。

参考文献

119　[1] Linear Brief LB-32, Microvolt Comparator, in *NSC Linear Applications Book*, 1980-1990.

第 10 章　数字/模拟的边界
——一个不毛之地

前面的几章主要讨论了通常作为纯模拟来考虑的电路单元和电路。现在我们进入一个令无数工程师感到深奥和害怕的领域——数字世界和模拟世界的边界。当我们有了一个坚实的理论基础以后，就可以在模拟和数字之间的界面中自由旅游，就像访问一个虚幻的世界那样。

许多类型的电路既不是完全模拟的也不是完全数字的。当然作为一个模拟工程师，当电路是纯模拟的时候，我没有遇到很多问题。确实，当问题发展到包含了数字和模拟的单元时，寻找一个解决方案可能更加需要模拟电路知识，而不是数字电路知识。计时器、D/A和A/D转换器、V/F和F/V转换器，以及S/H电路都位于数字和模拟的边界处。数字IC很少需要用到模拟的高深知识。甚至一个复用器，一个看似完全的模拟电路，有着很多由于和数字电路紧密联系而导致的特殊现象。

10.1　计时器的时间

计时器是比较器和一些逻辑的特殊连接，这通常是建立在模拟电路技术基础之上的。我们熟悉的555计时器可以做很多有用的事情，但它也会带来很多麻烦。下面我将讨论一些极为典型的情况。

首先，人们尝试用很大体积的、容易漏电流的电解电容来做计时器，然后他们为计时器的不精确或是始终无法重复而抱怨。一些人坚持用计时器运行数秒钟，然后在将时间调整到准确位置时遇到了问题。最近我告诉人们，“没错，你可以用LM555做一个2min的计时器，或者用一个LM322做一个10min的计时器，不过那样是错的。”其实，你可以用1/4个LM234或LM339和更便宜更小的器件做一个简单的4Hz的振荡器。这个振荡器可以驱动一个CD4020或者CD4040，计时器最后的输出为Q12或者Q14，可以非常准确且非常方便地计时。

这样一个安排对长时间计时而言，更加简单而且更加准确，比花了很多钱去买一个47μF的电容或者是忍受一个钽电容的泄漏要好得多。而且，只要在几秒钟之内，你就可以通过分频器将它们变成中频振荡器，而搭建一个长时间的计时器需要花数个小时。CMOS计数器通常很便宜，最近对于2min和20min的计时器应用，我通常建议客户不要购买线性器件。LM555数据手册上告诉你要避免计时电阻大于20MΩ，不过现在，你可以获得CMOS版本（LMC555或等效器件）或者用CMOS比

较器或者CMOS运算放大器工作在100MΩ以上，只是要注意电路板泄漏和封装泄漏——因为你在使用高阻运算放大器电路。然后你可以采用更小更高质量的电容。

此外，不是所有的555都能够以相似的状态工作，这是最重要的。一些厂家的555具有不同的内部电路，并有着不同的逻辑流程图。因此要注意检查不同厂家的555的工作是否一致。

在高速下，计时器不具有$0.693R \times C$的响应时间，其响应时间更像$0.693R \times (C+C_{STRAY})+T_{DELAY}$。大多数的书甚至都没有提到这个事实——大多数的数据手册上也没有提到。因此，尽管通常可以按照功能获得快速计时器，但想让它正常工作，你还得小心点。这些设计并非不重要，并且参考文献[1]会向你提供一些帮助，让你避免陷入一些陷阱。计时器毕竟是包含比较器的器件集合，所以用于比较器的很多技术也可以用于计时器，反过来也一样。

10.2 数字IC：并非纯的数字电路

尽管计时器部分是数字的，但更加经典的数字IC实现了纯粹的逻辑功能。然而，在聪明的“线性”设计师手中，一些数字IC可以在执行模拟功能时非常有用。比如，CD4066四重模拟开关可以成为非常好的低泄漏开关，74C74可以成为一个很好的锁相环用鉴相器[2]。并且，不仅是价格而且包括电源都更好。甚至当普通的CMOS IC不够快时，通常可以用高速CMOS或者74ALS或者74AS对应部分进行替换以获得更高的速度。我不想重复我的观点，相反，我将直接针对故障和问题——不论你是模拟设计师还是数字设计师——都可能碰到数字IC。

首先，除非经过证明，否则你应该至少有一个陶瓷电源旁路电容，其大小范围是0.02μF~0.2μF——甚至是1μF，如果IC生产商要求的话，对每2个、3个或者4个IC，要加上一个范围在2μF~10μF的钽电容。陶瓷电容提供了良好的局部高频旁路，而钽电容可以减弱电源线上的振荡。如果你不能用钽电容，则可以用10μF或20μF的铝电解电容或者如果你对其很失望，也可以用1μF或者2μF的具有扩展箔的聚脂薄膜电容与一个1Ω的碳模电阻串联来提供所需的损耗。如果你的线性电路需要一个清晰的数字输出（只要电源不振荡和跳动，CMOS输出可以作为极好的方波发生器）。你甚至可以想要更多的旁路——可能是几百微法。

10.3 悬空的输入可能使你迷惑

在TTL器件中，你可以让一个没有用的输出端悬空，或者通常是接到高电平上；对于CMOS，你必须把没用的输入端（例如预置或清除触发器的输入端）接到正电源或地。否则，这些输入将会悬空并给你带来一些异常的、断断续续的故障。而且，当这些输入端悬空时，例如在没有使用的门电路中，它们可以产生相

当大不想要的耗用功率和发热。

121

对于CMOS器件，人们经常告诉你可以通过从输入到输出连接几兆欧姆的电阻，将反相器作为放大器使用。在低压时，你可以做一些适中的放大器，但是当电源高于6V时，耗用功率就会变得非常大，而且增益会非常低。因此我不建议用这种设计。

几年前，人们常常将DTL的输出端或者集电极开路的TTL门连接在一起形成“线或门”。这种方法被人们指出具有一些问题。我不知道除了怕被别人指责外还有什么原因不这样做。但是，一个集电极开路的输出和一个上拉电阻比传统的门电路慢并且浪费功耗。

一些工程师们指责我说，如果你让TTL或者是DTL输入端悬空，那么电路可能只能正常工作一会儿，但是当你将所有的信号线接在一起时，没用的输入可能会得到一个错误的响应——不是持续的而是断断续续的。所以，让你的TTL输入端悬空不是一个好主意。把那些引脚接到+5V的总线也不是一个好主意。把它们通过1k的电阻接到5V上，然后使用一个暂时的7V电源可能对你的芯片损害更小。

当数字电路的工程师们不得不驱动一根长距离的总线时，比如20或30in，他们要用特殊的布局以使得总线好像是一个75Ω或者是93Ω的带状线。他们还可以在总线的一端或两端增加终端电阻以提供阻尼并消除反射和振荡。当你必须在模拟系统中驱动很长的线时，就必须做同样的事情。注意对于非常快的信号，数字设计师们在PCB导线中不能用方形拐角，需要弯成45°的角。许多数字工程师们并不只是懂得比特之间的东西，他们已经学会了如何去处理真实世界的真实信号。他们实际上是模拟技术的真正专家，甚至模拟工程师们也应该向其学习。

10.4 并不存在完美波形

即便许多数字工程师们都很熟悉实际问题，他们也经常将从门或触发器中输出的波形描绘成非常漂亮、干净和直角的上升沿，而且其输出波形几乎同时随着输入波形而变化。但是聪明的工程师们总是知道在实际工作中，那些波形具有延时和上升时间。这些很小的细节往往是十分重要的，特别是在信号很快的时候。

比如，如果一个D触发器的数据输入恰好在你应用时钟脉冲之前上升，输出就会变高。如果数据输入恰好在你应用时钟脉冲之后上升，那么输出就会变低。但是如果D输入恰好在错误的时间变化，你的输出将会变成“亚稳态”——它会立刻变为高和低之间的中间状态并经过几纳秒的时间来最终决定进入哪个状态。或者，如果数据来得早一点或者晚一点，你就可能得到一个异常的窄输出脉冲，即“矮脉冲”。

当你将一个矮脉冲输入到触发器或计数器中时，该计数器很容易做出错误的响应并且可能计数到一个新的非法状态。所以，你应该避免矮脉冲并保证不在随

机时刻触发该触发器。图10-1a包含了一个D触发器的应用例子，其中显示出了这一问题。当比较器的状态在随机时刻发生改变时，它可能偶尔会在错误的时间准确地发生变化，即在时钟的上升沿，使得输出脉冲比通常情况更窄或更宽。在某些特定型号的A/D转换器中，这一影响可能导致非线性或者失真。一个好的解决方案是采用延迟时钟，将数据传输到第二个触发器，见图10-1b。

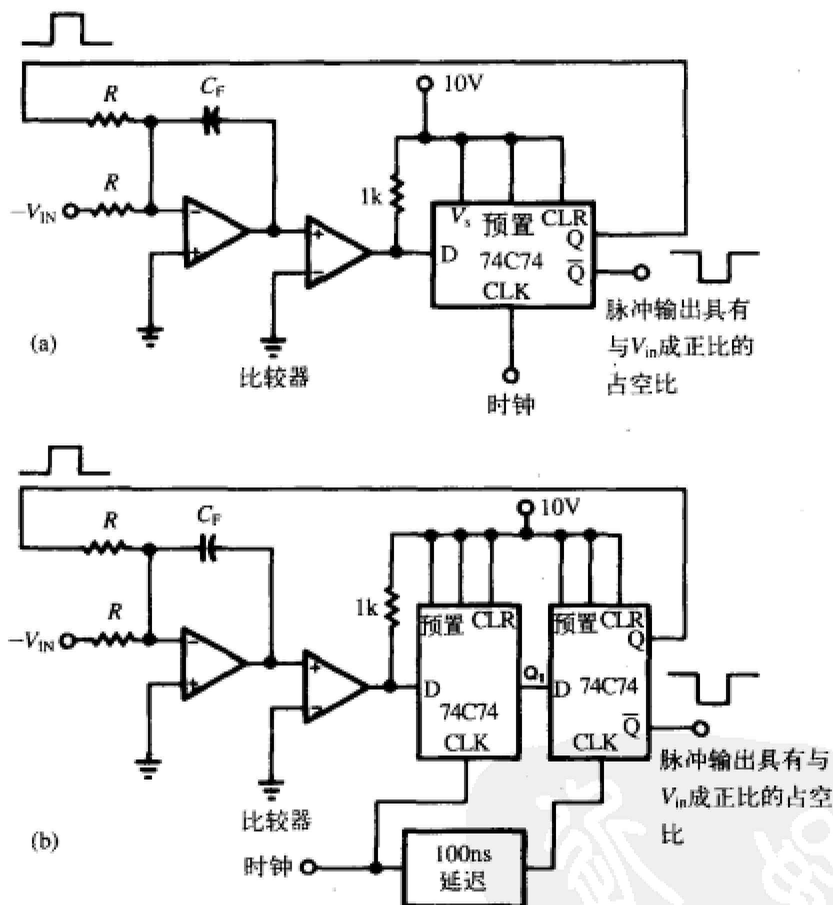


图10-1　矮脉冲导致该简单ADC（a）的问题。比较器状态在随机时间发生改变。偶尔，状态会准确地在错误的时刻（时钟上升沿）改变，这使得输出脉冲比正常的更窄或更宽。你可以通过采用具有延迟的两个独立触发器来解决这一问题

毛刺是矮脉冲的一个别名。产生毛刺的经典例子是当纹波计数器（比如7493）输入到解码器（比如7442）中的时候发生的。当计数器从0111到1000的时候，在几纳秒内，输出代码将会变为0000，而解码器在对0000做出响应的过程中，可能有6ns~8ns的窄脉冲。即使使用好的示波器来观察，该脉冲也会小到很难被检测出来。如果解码器仅仅提供LED显示，就不能观察到亚微秒级的光脉冲，但如果解码器输出到数字计数器，就可能产生错误的计数。在数字系统中，工程师们通常

122

使用逻辑分析仪、存储示波器，并用带宽非常宽的示波器检测毛刺或窄脉冲以及引起它们的原因。在模拟系统中，你不可能使用逻辑分析仪，但这些令人讨厌的窄脉冲经常存在，而你不得不考虑它们并准备寻找他们。

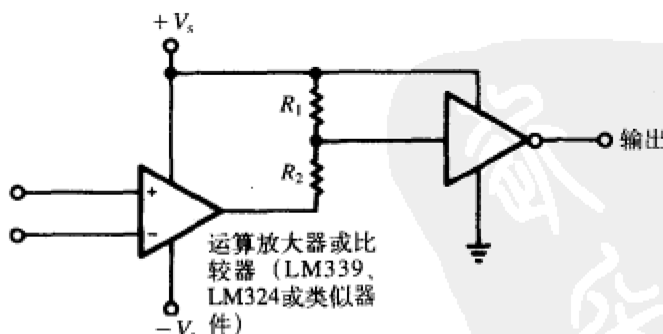
另外一个与数字IC有关的事情是许多CMOS IC有着与TTL器件相同的引脚，比如，74193、74LS193和74C193都有相同的输出引脚。另一方面，一些老的CMOS器件有着不同于相似数目引脚的TTL器件。74C86的输出和74L86是一样的，但是与7486不同，请注意！

123

我在后面的附录A中列出了所有这些不标准引脚IC。

同样，一些CMOS器件有很多的功能（不是全部）是和TTL的相应部件相同的。比如，74C74有着和TTL7474相同的输出引脚以及95%相同的功能。它们都遵循几乎一样的真值表，除了当你将预置和清除引脚全部置低时，TTL的输出Q和$\overline{Q}$都是低，而CMOS器件的输出都是高。如果有人有这些区别的完整列表，我很希望看一下。

在某些情况下，你可以购买缓冲门（CD4001BN）、非缓冲门（CD4001）、非缓冲反相器（MM74HCU04），或者缓冲反相器（MM74HC04）。有时你可以得到一个器件型号，从一个供应商处得到一个非缓冲的部件，从另一个供应商处得到一个缓冲的部件。当然，非缓冲器件在轻电容负载下速度更快，但是缓冲器件在重负载下更快。因此如果你有一个很严格的应用，请注意替换不同厂商的元件有可能给你的电路带来麻烦，尤其要注意线性器件与模拟器件接口的时候。比如，工作在5V单电源下的LM324并不一定能够保证有很大的余度来驱动CMOS输入，但是一个工作在±5V或±10V的运算放大器将需要一些衰减或电阻保护来避免误用一些逻辑器件的输入（见图10-2）。



对CMOS而言，$R_1/R_2 \approx +V_S/|-V_S|$
例如：$+V_S=5V$，$-V_S=-5V$，$R_1=R_2=10k$

对TTL而言，选择 $\frac{|-V_S|}{R_2}=\frac{+V_S}{R_1}+1.6mA$
例如：$+V_S=5V$，$-V_S=-5V$，$R_1=4.7k$，$R_2=2.2k$

对LTTL而言，选择 $\frac{|-V_S|}{R_2}=\frac{+V_S}{R_1}+0.16mA$
例如：$+V_S=5V$，$-V_S=-5V$，$R_1=4.7k$，$R_2=3k$

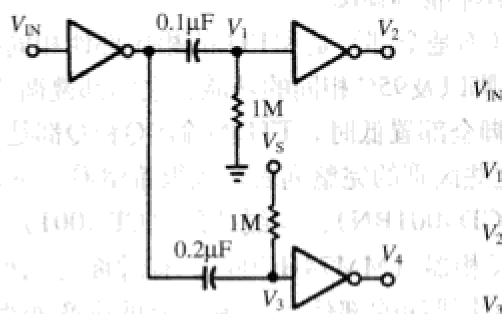
图10-2 工作在通常大电源电压下的来自运算放大器的驱动逻辑，在放大器和逻辑IC之间需要衰减器。等式表示了如何计算衰减比

同样，仅仅由于数字IC的输入受到内建的嵌位二极管的保护就对其进行过驱

动是非常不好的想法。比如，在图10-3中可以做一个脉冲发生器，但是如果驱动其输入达到或者超过电源电压，而不管电容是否大于0.01μF或者电源电压是否大于6V，这都是很不好的。图10-4的电路是一个很好的没有过驱动的输入端。

一位读者警告我说一些LS-TTL器件，比如DM74LS86和74LS75s是非常敏感的，即使当你把输入接到地极短的时间，它也会花很长时间输出错误数值。这好像告诉我LM339可能有电流注入了槽区。这样，如果你用比地低的电压过驱动输入，这里就有了一些不良元件。请参考第13章J.Koontz先生的信。

124



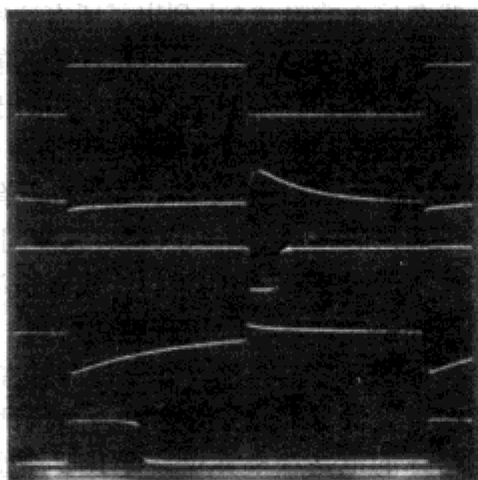


图10-3 建议不采用CMOS脉冲产生器（a），这是因为如图中的值所示，其对栅（极）输入的过驱动太大，如波形（b）所示

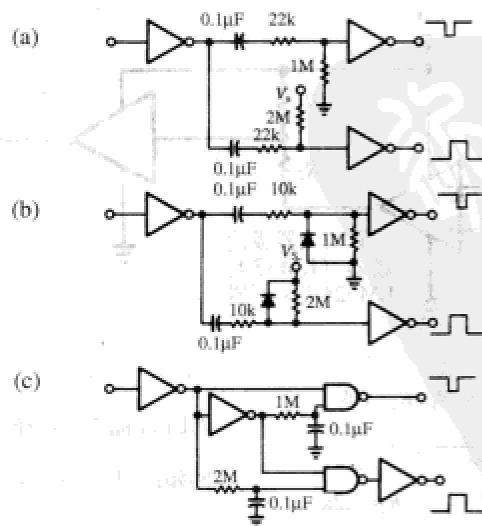


图10-4 向图10-3的电路中增加电阻有助于减小过驱动，但在衰减器（b）的并联支路中增加钳位二极管会更加有效。如果你有两个可用的双输入NAND门，（c）中的电路是最佳的实现

10.5 该询问检测的问题了

几年前，我正在观察一个普通TTL门的反相跳变，我非常关心它过冲到－0.4V的方式。我在输入脚用1pF的电容设置了一个衰减器（见图10-5），然后我惊奇地发现用普通的探针（11pF）观察到了过冲。但是，如果将探针取下，而接到一个衰减器上，这个过冲就消失了。因此，即使用了一个高阻抗的探针，你仍然有可能看到一个信号会很受影响，即便你觉得这个引脚就像TTL那样普通。结果，你应该准备好一个特殊的探针，这样你才能看到真正发生了什么。

图10-5 当你观察TTL输出时，普通的高阻抗探头可能会导致其出现过冲，但当你不观察它们的时候，并不会出现。你可以通过制作自己的高阻抗探头来消除这一影响，这种探头仅有1pF的容性负载

当我使用数字IC进行设计时，如果不绘出IC的实际波形图来表示它们彼此之间的关系，我就会很容易糊涂。因此，我通常将波形画在一张大方格纸上（1/4英寸网格），称其为“舞台”，因为它标示出了我需要让信号干什么，以及精确的位置和什么时候需要它们起作用。当系统变得很大和很麻烦的时候，我有时将2张或3张或4张纸平行地粘在一起，以及尽可能多的纸垂直地粘在一起。不用说，当我把这个怪物弄到复印机前看看能不能复印时，我会多么地不受欢迎。图10-3b是一个小例子。

注意，当1989年我第一次将图10-3b发表在EDN杂志上的时候，该图有一个错误。有些脉冲的位置在错误的时间上。是EDN杂志出问题了吗？根本不是！我犯了一个错误，而这个错误一直没有被查出来，直到一位年轻的工程师指出了这里可能有问题。他是对的，这太令人难为情了。要是有更多的人指出我的错误就更难堪了。这就说明，如果你是一个很有名并且很有经验的人，那么人们就自然而然地认为你知道自己在说什么，所以他们就放弃去注意错误……而那确实是一个错误。大腕也会犯错——这样才能成为大腕。难为情啊……

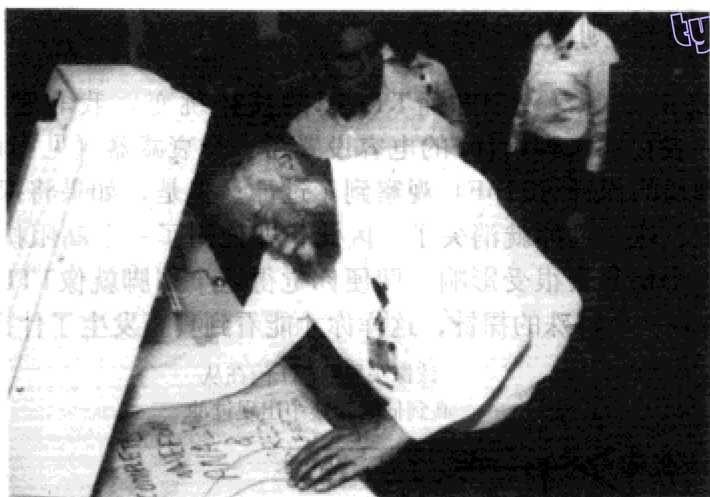


图10-6 当作者将他的一个大“舞台”搬到复印机旁，并试图复印这样一个大的图形时，他激怒了周围的同事。事实上，有人说作者时常会激怒周围的同事

也许一个真正做数字IC芯片的人可以不需要这个舞台技术，也许他们有其他的记忆方法，但是这个对我很管用。我第一次开发出这种方法是在1975年末我设计业界第一块12位单片ADC时。我就使用了这个很大的舞台，大约33in^2，而且正因为这个图帮助我避免搞错任何数字信号，电路才能在第一时间正常工作。目前我正在设计一个系统，采用纳秒级和连接到第二个微秒测量和第三个秒测量的几十纳秒级的图，我希望自己不会迷失。

当然，这个工具只是设计的一部分，但是它也是一个故障诊断工具——做好准备，你就可以在第一时间避免故障。

10.6 D/A转换器（DAC）通常易于控制

D/A转换器是一个设计特别简单的设备，通常可以得出很好的结果并且极少出错。如果厂商正确地设计了它，而你也不会误用它，DAC通常不会让你太难过。

125~126

然而，DAC可能出错的一个方面是它的噪声。大部分DAC不具有抑制高频噪声以及电源跃迁的特性或保证。有时候，直流抑制可以达到80dB或100dB，但是实际上电源上的高频噪声可能会未经衰减地到达输出。因此你必须小心地设计你的系统。将一个完全分开的电源稳压器用于你的高精度DAC中是一个好主意，特别是在比较严格的应用之下。至少你应该在电源外面增加一个旁路电容——陶瓷电容或者是钽电容。

有时候，当你没有通过缓冲器就将信号输入到DAC时，数字信号的噪声、振荡和缓慢稳定可以通过模拟一侧呈现在你的DAC输出上。没有人了解DAC位输出线上高或低状态下噪声抑制的指标。也许生产商可以指出这一指标，因为一些

DAC很好，而有的不是很好。我甚至想起一件事情，我必须从DAC内部寄存器的TTL输出的每个引线到地之间，预负载一个2kΩ的电阻。否则，当输出为高时将会过冲，而且具有长而慢的拖尾再现，一个衰减的版本就会出现在DAC的输出端。

DAC输入的片内缓冲器可以帮助你减小从位输出线到模拟输出的馈通，但是不会完全消除它。总线可能不停地移动，而电容耦合或者甚至是PCB泄漏有时会导致很强的模拟电路串扰。甚至IC插槽都可以引起这样的噪声。如果你能证明这样的噪声对你的电路没有影响，那就忘了它。问题是你只能用测量的方法来判断它对电路的影响——计算机模型还不能对其进行仿真。

多路DAC是非常流行的且有效的。但是，如果输出放大器的失调电压不是很接近0的话，多路DAC的线性度会极大降低。我听说该线性度的降低程度是每毫伏失调电压为0.01%。幸运的是，低失调电压运算放大器如今已经很便宜了，至少比微调电位计便宜。

对多路DAC来说，另一个问题是其对不同代码的AC响应。如果你将一个30kHz的正弦波作为参考，将会发现如下情况，当输入从10000000变到01111111的时候，你的增益将会发生变化。实际上，如果频率超过5kHz，你将会发现0.2%或者更大的错误，这是因为多路DAC梯形结构的衰减在DC下是输入码的线性函数，这样它在高频时由于电容的影响会变得有些非线性，非线性度可能是0.2%。而根据你的输入，即便在5Hz的时候，相位变化可能超过2°。所以不要对产生在多路DAC上的那些交流错误感到奇怪。

DAC的另一个问题是它们在从一个码变化到另一个码的时候，它会产生输出毛刺。比如，如果DAC的输入码从10000000变化到01111111，而上升位的延迟和下降位的延迟是不同的，则DAC的输出在变为正确代码所对应的值之前，将会暂时变成正或负满量程所对应的电压。尽管许多人都知道，但是这仍然是一个很典型的例子。一个可能的方案需要很精准的时序。多个快速的寄存器可以帮助你做到这一点。但是如果一个精准的时序不够好，你就可以用反毛刺器。

10.7 ADC可能非常棘手且麻烦

与DAC一样，许多A/D转换器（ADC）也会做它们该做的事情，那么如何会出错误呢？大多数的问题都涉及了一个很少在数据手册中提及的特性：噪声。当一个模拟信号慢慢地从一个电平移动到另一个电平时，如果ADC只是输出第一个电压的代码，然后在适当的阈值开始只产生第二个电压的代码，这可能是非常好的。事实上，存在一个灰色区域，在那里噪声会导致代码增大，使其不在它应该在的位置上。对好的ADC而言，噪声往往只有0.1LSBp-p或者0.05LSBp-p大小。但是当你遇到最差条件时（逐次逼近转换器经常出现的位置或者接近于主要的转换

位置，例如输出从10000000变化到01111111的时候)，噪声通常会使性能变差，有时可以达到0.5LSBp-p或者更大。我不想买一个我不了解其噪声特性的ADC。我一定要自己测量噪声，就像图10-7所示的那样，但是实际上没有人规范它。这并不是说所有的ADC都是不好的，而是生产商并没有产生出那样大的噪声。Maxim公司的Ron Knapp在EDN中写了一个关于ADC噪声测量技术的很精彩的解释[3]，我建议就这一问题来阅读他的文章。

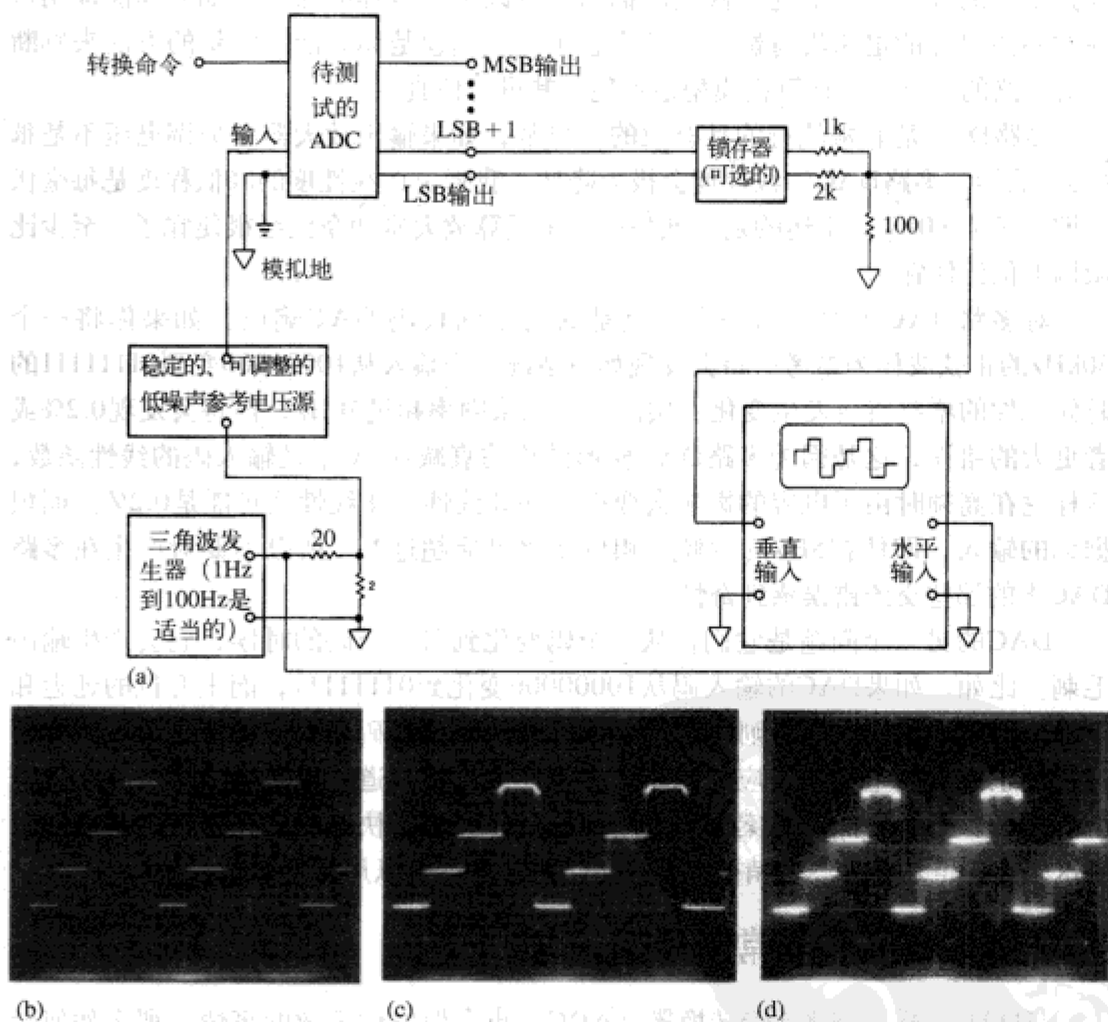


图10-7 一台参考源、一台三角波发生器以及一台示波器是ADC综合图表测试仪（a）的主要组成模块，它可以揭示噪声是如何被附加到转换器要进行数字化的信号上的。在（b）中，噪声特性是理想的，其中（c）是刚好可以接受的噪声特性。在（d）中，噪声特性是不能接受的

大部分ADC数据手册详细解释了测试或使用ADC唯一正确的方法是将模拟信

号地、数字电源地、模拟电源地都正确地接在一起，连到ADC的接地引脚上。如果你没有将地连接到指定的位置上，那么所有的事情都会不对。 129

10.8 使用ADC，仅纸上谈兵是不够的

对一个我设计的10位ADC，当消费者发现了在实验室不能重复的问题时，我买了一张机票给我自己，另一张给我最好的示波器。几个小时以后我们到达了现场，在接下来的不到一个小时的时间中，我找到了问题：客户希望我们的转换器在数字地和模拟地之间有0.2V的直流电压和0.2V的交流电压、高达5MHz的频率上满足所有指标！令人惊讶的是，我们的结构居然只取掉一个电阻和增加一个电容就可以满足客户的需要。大多数的ADC是不能做到这一点的——客户非常幸运，因为我用了一个很奇怪的设计恰好可以满足这样的更改。我的设计采用一个输入电压电流转换器来实现高速集成转换器，而那个转换器恰好可以抑制宽带噪声以及地线之间的直流失调。

一个通用的经验是任何一个ADC系统都是很重要的，而且必须小心设计。纸上谈兵是不能起作用的。

为了能够避免每个ADC需要其特定电源的尴尬局面，你可能希望在你的PCB上用一个没有整流的电源或者是粗略整流的电源，然后放一个小的稳压器在每个ADC附近。这些小的稳压器（不论是LM320L15、μA78L05、LM317L，或者其他）在高频下都没有高的电源抑制比。你可以用去耦的方法解决这个问题，这样你还可以继续工作。不过我急切地指出，我很少建立这样的系统。

10.9 不要让地线环路击败你

有时候在不同的路径上，电流在电源和地之间流动，需要多个不同的电源，或者至少是多个稳压器。如果你不将这些路径分开，那么地线环路将在系统的不同部分引起严重的串扰——在低电平的模拟、高电压的模拟以及数字信号之间。因此请一定注意避免地之间的回路。尽管一些大学的电气工程教师可能并不同意，地线环路问题可以成为一个非常好的博士论文课题。如果你在写这样一篇论文，别忘了给我复制一份。

某些逐次逼近ADC（SAR ADC）的输出端有独立的缓冲，但是其他设计者希望省钱、省元件或者省空间，于是他们用内部的寄存器去同时带动内部的DAC和输出引脚。在这种情况下，输出端外部的负载可以引起非常大的噪声而且会降低整个转换器的性能。如果你使用ADC，你应该知道输出端是否直接接到了DAC上。有时，就像前面说的那样，在每个位输出上的预负载会加速ADC内部DAC的稳定。总之，TTL输出必须能够带动比其直流指标状态更多的电流以便满足其交流指标。

10.10 VFC和FVC更好

电压频率转换器（VFC）是ADC的通常形式，特别是当你需要在模拟输入和130数字输入之间进行隔离的时候。你可以很容易地在VFC输出端通过光隔离器接入脉冲链，这样你就可以得到不同地系统之间的隔离。VFC可以涵盖从14位到18位的动态范围。便宜的VFC比较慢，而快的比较贵。大多数的VFC有着很好的线性度，但是线性度取决于具有低介质吸收的时标电容。特氟隆可以制作最好的VFC电容，但是有着C0G特性的聚苯乙烯、聚丙烯以及陶瓷电容仅次于它（参考LM131/LM331数据手册中的例子和注意事项）。

让VFC具有很低的温度系数很不容易，因为整体的温度系数取决于部分部件(包括参考源)，以及不同的时间延迟。请参见参考文献[4]中对VFC的微调过程，或者至少当你买到一个已经微调好的部件时，了解一下其中所付出的努力。

频率电压转换器（FVC）经常用做转速计，或者与VFC和光隔离器相连来提供模拟系统之间的电压隔离。FVC的线性度和漂移与VFC差不多，因此温度调整问题可以说和VFC一样。一个例外是如果你用了级联的VFC/FVC对，而且处于相同的位置和温度下，你可以仅调整其中一个，或者仅需要保证TC的匹配。

有关FVC的另一个问题是你经常希望其响应尽可能快，但还要保证很低的纹波。通过设计滤波器可以达成这一目标，当然，这是作为满足二者的一个折中。我的经验法则是你可以保证纹波大约低于$V_{fullscale}$的0.01%，但这要用最简单的滤波器，且必须保证载波至少是100倍的F_{min}。对于一些复杂的滤波器，比如两个Sallen-Key滤波器的级联，−3dB点可以是最低载频的1/10。比如，当一个载频范围为5kHz~10kHz时，信号可以从直流到500Hz[5]。如果你需要更快的响应，请参见参考文献[2]，其中表明了在电路中如何采用一个简单的锁相环来实现一个非常快的FVC。

10.11 S/H电路：电子频闪观测器

VFC在其转换过程中产生出与模拟输入成比例的输出。如果你需要将一个快速变化的信号转换为数字信号，比如说，要想在数字域内重建波形，就需要不同类型的ADC，而且你几乎总是需要采样/保持电路。设计S/H电路是一件很复杂并具有挑战性的事情。满足精确的指标总是需要很贵的模块或者是混合电路。S/H电路的一个主要问题是保持电容中的介电吸收，或者说是“吸收”[6]。如果你需要工作在一个相对短的抽样时间内，并保持一个长的保持时间，而且如果新的输出电压相对于前面的输出可能变化得很快，那么吸收可能就是你最大的问题。比如说，如果S/H电路用5μs来采样一个新电压，然后用500μs来保持，你可以大致估算出上一个保持信号，这是因为新的V_{out}会漂移2mV~3mV——其大小和方向仅取决

于上一个信号。而这个只是针对很贵的特氟隆电容来说的——大多数其他电容有着3~5倍的吸收。如果时序、频率以及重复频率不发生改变，你可以用一个电路来补偿这种吸收[7]；但是问题没那么简单，解决方式也没那么容易。级联的两个S/H电路——快的S/H电路和具有较大保持电容的慢S/H电路——不会有助于减小吸收而只会减小泄漏问题。

131

一些人希望S/H电路可以通过负跳变（或者说负向的"毛刺"）实现从采样变化到保持。尽管你可以设计这样的电路，它比建立一个传统的S/H电路要复杂得多。你经常可以看到没有毛刺的S/H电路仅仅是在"去除毛刺"，它比大多数的S/H电路都要昂贵。一些模块和混合电路的制造商提供这种高精度的器件。尽管它不能立即稳定，但一个抗毛刺器在稳定过程中可以很快而且持续地起作用。但是，它仍然需要一些时间将电压稳定在5mV。

10.12 孔径时间仍会导致混乱

在S/H电路中有一个指标很容易让电路引起混乱，它就是孔径延迟指标（也许某天我会写一篇数据手册去除这个混乱，会写关于LF6197的数据手册……）。测量和定义孔径延迟的一种技术是在保持V_{in}为常数电平的同时执行保持命令。如果在一个很短的延迟之后，V_{in}向上跳变了几伏，那么在保持命令与引起V_{out}没有发生错误移动的V_{in}跳变之间的最小间隙就被称为$t_{APERTURE\ DELAY}$。

另一个测量和定义孔径延迟的方法就是让V_{in}按照一定的速率平滑地上升。然后，你把电路转换到HOLD模式，V_{out}停止变化。而V_{out}停止的值对应着V_{in}的一个状态。你可以定义孔径延迟为这个点和模式控制信号通过逻辑阈值的差值。根据电路优化的情况，这个延迟可能是正的也可能是负的，也可能恰好是零——可能仅仅是1ns或更小。现在，什么是真正的孔径时间呢？

我觉得我描述的两个特性都是人们在不同时刻所关注的。但是怎么才能避免人们期待一个特性而得到的是另一个呢？我看过了军方的指标和许多的数据手册，但是这个问题仍然没有得到解决。

在S/H电路中的另一个问题出现在当它的输出接在一个复用器上时，例如，当多个S/H电路驱动单个ADC，从而获得动态模拟数据的多通道同时采样的时候。如果复用器，比如说在+10V，突然接到了一个S/H电路的输出上，其输出为−10V，那么电路的输出将会颠倒而且会跳到一个不正确的值上，因为复用器将耦合一小部分的电荷到S/H电路的保持电容上。工业标准的LF398在驱动复用器时相当好，但是如果你有一个足够大的电阻在复用器的输出端——可能是75pF——而且它被充上了多于10V的电压，那么甚至LF398的输出也会跳变。我不知道这一问题的真正解决方案。不过如果你知道它能够发生，那么至少你不会为猜测原因而费脑筋了。你能认识到这个问题，然后再进行思考。你所能做的就是减少复用器输出的

电容。解决这一问题的一种方法是采用子复用器的层次化连接。

10.13　关于捕获时间的定义并不统一

S/H电路的另一个容易混淆的问题是捕获时间。我看过至少有一个数据手册将捕获时间定义为从保持到采样所需要的时间，并且这个时间可以让输出稳定到对应于采样模式下新的V_{in}值所对应的值上。但是，许多S/H电路的输出可以比保持电容充电到新值更快地稳定到一个新的直流值上。如果S/H电路没有回到保持模式，那么数据可能给出错误的结果，即便当其仍然在采样模式下时，输出看起来给出了正确的结果。为了避免歧义，我们定义捕获时间为精确的采样保持过程所需的脉冲宽度。如果电路采样并稳定以及随后进入到保持横寸，并提供给你错误的结果，则SAMPLE的脉宽将会变得更宽，这样说对吗？对。

132

如果一旦其输出达到了一个新的V_{in}所对应的值，你就将其转换到保持模式，那么一些S/H电路的输出电压不会改变。但是如果我有一个不能保持的模拟开关，我仍然可以得到一个按照数据手册定义的信号。我想这个实验说明我们的定义太过简单了。我相信一些用户和厂商同意我的定义，但是这一状态并不是非常明确(我希望读者能够给出意见。你们的经验可以给我带来很多好主意，而且如果你们有更好的意见，请一定要告诉我)。

10.14　合众为一：复用器

基于模拟开关的另一类电路是复用器。像前面所提到的那样，如果你突然将它连接到低阻抗下的大信号上，复用器可能产生大的转换。因此，请注意不要在这种方式下过分操作，因为过大的电流将会通过电路并产生损害或干扰。和其他形式的模拟开关一样，复用器并不是完美的，它有泄漏、导通电阻以及响应时间。但是它们是很受欢迎的，而且只要你把电源关掉，它们就不会给你带来麻烦。我记得几年前，至少一家或两家厂商给出了可以在相当大过载电压下幸存的新设计。我不确定这个设计中除了在输入端加了几个薄膜电阻以及几个钳位电路外，在FET开关之前还包含什么。但是如果你在任何一个复用器的输入端增加了几个电阻，这些电阻就可以帮助复用器在损失功率的情况下幸存下来。

有关复用器的另一个问题是你没有对先开后合余度的整体控制。如果你希望有先开后合动作，我觉得这不是一个可行的选择。因此有时你需要滚动使用你的复用器。

如果信号电平小于5Vp-p，你可能需要用很熟悉的CD4051和CD4053复用器以及CD4066 CMOS模拟开关，它们都很便宜并且很快，而且泄漏电流通常都很小。但是，如果你需要一个非常小的泄漏电流，就需要像很多人那样，先自己测试然后选择器件。

10.15 数字计算机

为了避免给出不合适的意见，我希望别人能够写一本关于解决这些问题的书。

10.16 软件

没有任何建议……

133

好了，我们已经离开了数字/模拟世界——差不多就这样。在下一章，我们将讨论另一个领域，这个领域在数字/模拟电子中十分重要，但是它是纯粹的线性区域，也许是最纯粹的线性：参考电源。当我们了解了参考电源的相关知识以后，我们将转向功率电子和开关稳压器的故障诊断。

参考文献

[1] Jung, Walter, *555 Timer Cookbook*, Howard Sams and Co, Indianapolis, IN, 1977.

[2] Pease, Robert A., "Wideband phase-locked loops take on F/V-conversion chores," *EDN*, May 20, 1979, p. 145. (Also available as AN-210 in NSC's Linear Applications Book, 1986, 1989, etc. "New Phase-locked-loops Have Advantages as Frequency-to-Voltage Converters (and more).")

[3] Knapp, Ron, "Evaluate your ADC by using the crossplot technique," *EDN*, November 10, 1988, p. 251.

[4] Pease, R. A., "Versatile monolithic V/Fs can compute as well as convert with high accuracy," *Electronic Design*, December 6, 1978, p. 70. (Also available as Appendix D in National Semiconductor Corp. *Linear Applications Handbook*, Santa Clara, CA, 1986, p. 1213.)

[5] Pease, R. A., "V/F-converter ICs handle frequency-to-voltage needs," *EDN*, March 20, 1979, p. 109. (Also available as Appendix C in National Semiconductor Corp. *Linear Applications Handbook*, Santa Clara, CA, 1986, p. 1207.)

[6] Pease, R. A., "Understand capacitor soakage to optimize analog systems," *EDN*, October 13, 1982, p. 125.

[7] National Semiconductor Corp., *Linear Databook 2*, Santa Clara, CA, 1986, p. 5-5.

134

第 11 章 处理参考电源和稳压器

作为自封的带隙电路之王，本章我继续用简明的语言阐述电压参考电路、稳压器和启动电路的有关内容。同时我也会对一些假定的最差情况做出相应的提示警告。

电压参考电路和稳压器自身内部的一些特性使得它们相对的问题要少些，不过对于其他的一些设计，如果你忽视细节的话，可能会遇到问题。而对于需要将这些器件混合使用的设计情形来说，如开关电源，是不适合新手去完成的。

很多电压参考电路都是基于带隙电路的，但是也有一些相当好的电压参考电路是基于埋沟齐纳二级管的。如果你的电源输出电压在8~12V之间或者更高，诸如LM329、LM399或者LM369这样的齐纳二级管参考电路可以提供高稳定性、低噪声和低温度系数。如果电源输出的是低电压（从8V降到1.1V），采用带隙参考电路在0.2~5V之间的任意值都能输出稳定的电压，并且效率高、成本低。这些带隙参考电路提供的温度系数非常低，以致你会非常愿意去购买它，大约20ppm/°C或10ppm/°C（它们也会产生一些噪声，但是一个小小的滤波器就能大幅度地提高性能）。

长期来看，一个好的埋沟齐纳二级管电压参考电路比带隙参考电路的稳定性更好，设计良好的齐纳二极管每月只改变5ppm~10ppm。不过如果你想拥有最好的稳定性的话，最好首先花大量的时间去看参考说明书，同时你还得去观察那些一周就漂移10ppm~20ppm的电路，总是有一些电路比别的更容易发生漂移。很不幸的是，除了连续花上几百个小时来测试外，几乎没有什么更快捷、更简单的方法来区分稳定电路和不稳定电路。



图11-1 当你成为带隙电路之王时，人们会尊敬你

11.1 稳压器几乎都是稳定的

在过去的10年里，集成电路电压稳压器已经变得相当人性化了，大多数人使用起来几乎都没有什么问题，但是我和我的同事每月至少接到一次关于稳压器问

题的电话。这些人在电话里抱怨，“它们变得好热”。然后我们就问，“你的散热片有多大呢？”他们回答，“散热片？你是什么意思呢？”我相信只要稍微聪明一点的读者都知道，除非有足够的散热片或散热针，否则无论如何也不能将这么大的电源加到那么小的稳压器上去。由于电压稳压器已经针对有可能出现的攻击（误操作）做出了相应的设计，因此它们很少会出问题。

只有当你没有按要求提供所需的条件时，特别是旁路输出时，你才会在使用电压稳压器上遇到麻烦。大多数的负向稳压器以及一些其他类型的稳压器需要在输出和地之间接上旁路电解电容，如低泄漏稳压器。如果接上一个钽电容，电容值可能是1μF~2μF。如果使用铝电解电容，则可为20μF~100μF，或者可以参考相关的数据手册。但不管什么情况，据我了解，电解电容可以用，但薄膜电容或陶瓷电容则不行，因为它的串联电阻太小了。现在，如果你把一个1Ω的电阻和一个1μF的陶瓷电容串联起来，这个滤波器在室温下是可以的，损耗因子和钽电容差不多，但是如果你把它带到－40°C或者100°C的环境下，陶瓷电容的容量将急剧衰减(根据第4章关于电容的介绍)，而稳压器的性能也再次不能保证了。它将可能开始振荡，甚至开始发出剧烈的响声。

135

最近我们的一位资深工程师正给一位客户提供一些应用性的建议。他发现LM317的交流输出阻抗与输出晶体管的负载电流成一定的函数关系，我们曾经假定LM117的数据手册上的图表不随负载电流而变化——那其实是不对的。然后我们发现其他的单片集成稳压器也有着类似的输出电感变化曲线。对于这种现象还有其他一些要注意的地方，我建议参考一下我在附录C中提到的Erroll Dietz的文章[1]，因为这种输出电感随着输出电流的变化而变化的现象可以帮助我们解释为什么稳压器在有些情况下工作得很好而在另一些相似的情况下却表现得很差。

另一种稳压器可能出现的问题发生在当我们为了提高输出电流而加入新的晶体管时。由于这个晶体管增加了直流增益，这使得我们不得不在稳压器的输出端加大滤波电容以避免振荡。在一些应用中，老的美国国家半导体公司数据手册上给出了滤波电容的建议值，以及建议的晶体管类型，但是好多这样的电路已经很老了。当用户发现2N3234不再可用时，他们极有可能会用一种更新的响应速度更快的晶体管来替换，也因而更有可能出现振荡。在这种情况下，用户们可能会抱怨直流输出负载性能太差，因为这时稳压器变得时不时地会振荡。（谁告诉你不需要一个示波器来检查直流故障的？）

136

当这些用户寻求帮助的时候，我不仅告诉他们如何去避免振荡，还教给他们“Pease法则”（请参见第8章的“Pease法则”）。不过现在，很多工程师们发现更好的办法是使用一个更大的稳压器（3A的LM350，5A的LM338），因为如果你仅仅单纯地加一个晶体管的话，并不能避免电路过热。因此，扩展电源晶体管的方法也越来越受人冷落了。

11.2 太高的电压会损坏稳压器

过高的电压会烧坏任何稳压器。因此如果你要驱动感性负载，或者如果你的电路是感性电源，那么请确保当常规的负载通路变化时电流能流出去。比如说，如果你在一个简单的电池充电器中使用了LM350，而在输入端仅有几微法的滤波电容时，输出端与地之间的短路就会变得很危险：当稳压器试图从变压器中拉下不断增长的电流然后电流开始受限时，变压器的电感将引起高达80V的传输电压，这将直接烧坏LM350。解决方案就是在输入端使用1000μF的电容，而不是仅仅1μF或者10μF。

对于稳压器有输出直流电压的0.01%的噪声，好多人都已经习以为常了，只有当由于$1/f$噪声或散粒噪声使得这些噪声成两倍、三倍的增长时他们才会开始抱怨。遇到一个高噪声的稳压器的机率还是很小的，因此高噪声稳压器的出现也就是一个意外。不过很不幸的是，没有哪家厂商愿意为这些稳压器进行测试以保证每个器件都是低噪声的或完好的，因此也别指望商家能告诉你哪些器件是坏的或不可靠的，应当替换掉。如果你确实非常需要低噪声集成器件，或者是有别的特别要求，最好的方法是把一些经过精心测试的器件保存起来。这样，当你发现你的某个器件碰巧噪声性能不太好时就可以使用这些保存的器件了。

11.3 最坏的情况是什么

我曾经设计过一个电路来驱动一个2000ft RG174U电缆远端的200Ω的负载(相当小的负载)。这就需要我在同轴电缆的近端通过低阻抗的方波来对电路进行测试。我要求写指标的工程师说明我们的测试要使用一个39Ω的源阻抗以避免噪声以及沿着无端电缆的反射。他告诉我这个高阻抗是没必要的，他已经测试过最差的情况，没有使用任何电缆以及使用2000ft电缆。我问他有没有试过250ft的电缆，他居然说，“为什么？我没有。”我建议他试一下。

不久，他便给我回复并同意说如果在源极没有一个虚拟电阻，250ft的电缆中的反射是不能忍受的，而他曾经错误地假定最坏的情况发生在电缆最长的时候。不错，在使用很长的有衰减性的RG174U电缆时衰减特性是最差的。但正是由于这种衰减使得啸叫和反射变得不是很突出了，而当用250ft的电缆时，另一个他没注意到的最坏情况发生了。

因此，请注意你在什么地方寻找最坏情况。一个运算放大器的最差性能可能出现在某个输出电压而不是最大的正摆幅或负摆幅，更不是在零电压或零电流处。而一个稳压器的最差情况也可能会出现在电流不是满负荷时。当稳压器的电源是阻性的时候，在3/4电流负荷处的能量损耗有可能会比满负荷电流时更高。

137

有一次我处理一个在−55°C、常温和125°C时都工作良好的稳压器，但是在其

中的一些温度段出现了问题，这样的问题是很烦人的。因为有些工程师在最高和最低温度对稳压器进行了测试并且没有问题，而我还不得不很努力地去证明给他们看确实是有问题的。我得亲自并向他们演示问题所在。就像以前看过的无声卡通那样——三个人走出来，一个老人，一个年轻人，还有一个中年人，海报说这部电影是"老少合欢的"，而且值得肯定的是，老人和年轻人都是微笑的，但是那个中年人却一直皱着眉。就连无声卡通都体现出坏消息并不总是出现在最先预料的地方，那么别的更是如此了。

这个故事也让我想起一个老板曾问过我新设计的稳压器是否真经过了短路测试，我告诉他，是的，我已经使用各种长度的脉冲经过几天几个星期的测试。他便狞笑着到一个工具箱里拿出一把锉刀，并用这把锉刀在稳压器的输出和地乱锉，使得稳压器迸出好多火花，但是仍然不能把这个稳压器弄坏，多么"残酷"的测试啊！然后他才向我解释，这种用锉刀进行的随机的重复性的动作可以进行电流负载和温度压力的极限测试。有很多方法可以显示一个设计是如何经受得住各种最坏情况的测试。各个行业也都有其自己的测试方法，而且它们中的大多数都与电脑无关。

11.4 开关稳压器——一个全新的"游戏"

稳压器的设计实际上并不如表面看起来那么简单。你可能会问：一个聪明而有经验的工程师能不能不花任何高的代价，经过很少的重新修改就可以完成一个开关模式稳压器的设计呢？我的答案是：几乎不可能。这里"聪明"一词的意思有点含糊，如果一个工程师忽略了一些细节并且没有一个对不能正常工作的稳压器进行持续测试和观察的话，那么他也许并不是特别"聪明"的。如果我们并不经常设计转换开关，那我们将电路图上的设计真正实现的成功率将会是很低的，就算我们真地很擅长于设计一些其他的电路。因为转换开关是一个包含电源转换器、变压器、电感、许多集成控制电路和许多无源器件的复杂系统。而且这种电路的布线也是相当关键的，布线必须保护那些小信号线不受静电和串扰的影响，更重要的是，必须控制和避免电磁干扰。我的意思是，对于一个好的转换开关来说，每微秒的电压变化以及每微秒的电流变化会非常大，所以即使很小的皮法(pF)级电容或纳亨(nH)级电感就可以给其余的电路带来很大的噪声。大电流的通路很关键，而冷却空气的通路更关键。

因此当有人问我怎么设计转换开关时，我就问："你想制作多少个？"如果数量只是几十个，这样的设计绝对是高成本的工作，我会建议这些工程师去买一些现成的设计。但是如果需要的量相当大，工程师一般都能有时间和精力来设计这些电路。

另外一个自己设计转换开关的办法就是使用一个新型的简易转换开关——那

种简单但是完整的开关模式稳压器芯片。一些这样的芯片，如LM2575、LM2576、LM2577和LM2578，可能是你能找到的最简单而可靠的转换开关了，这一点在这些芯片的数据手册中也有说明，你可能只需要一些电阻、电容、电感、快速整流器就可以了，也可以找到一些确实可以工作的参考电路。如果你想从一个软盘的程序中取得一些器件选择的具体信息的话，那这种方法是相当可行的，而且也相当方便。如果你仅需为你的电路提供几毫安的电流，你甚至可以不用晶体管或散热片。在前几年也早有一些设计可以很好地工作了，不过有些被认为是“纸上谈兵”，因为它们不能在输出短路或其他的恶劣情况下工作。虽然也有少数设计被一直引用，不过值得高兴的是大部分还是都被人们遗忘了。

业界有一个著名的故事讲的是一组准备自己开一家计算机公司的年轻人，分工的时候，最聪明的那位工程师负责完成处理器主板的设计，另一位聪明的工程师完成所有的接口设计，而另一位聪明但是经验比较少的工程师则负责设计开关模式的电源，因为那是最简单的任务了（任何人只要在转换开关方面做过工作都会忍不住站出来说：开关设计并不像看起来那样简单），结果最后在电源设计上花费了比任何人预期的都多得多的时间。

有一天，年轻的工程师打开一直停滞不前的电源设计工作室时，他都快气疯了。他的同事们把这个可怜的家伙抬到医院后，他们找到一个专门解决这种开关问题的咨询工程师。一个转换开关要能真正地工作是需要有相当经验的工程师来参与的，所以记住，设计一个转换开关并不是一项简单的任务，在决定是否去寻求咨询的时候别犹豫。请注意，如果这个故事不真实的话，那么那些咨询工程师可能早就饿死了。

11.5 适应不同电源级别的稳压器

开关模式的稳压器具有许多不同的配置。对于低电源的稳压器，电容耦合的转换开关设计最简单，但它可供选择的V_{out}很少，仅有$1.9 \times V_{in}$、$-0.9 \times V_{in}$、$0.45 \times V_{in}$几种可供选择。回转稳压器是最简单最便宜的磁耦稳压器。不过当电源超过100W时，它们的缺点就变得非常明显，这时前向或者推拉式的设计更适合一些。在最高的电源级别，桥式的设计是最好的。如果你试图在某个电源级别使用不合适的配置的话，你可能得花很大的力气以使其正常工作。类似地，使用电流模式的稳压器能使得闭环响应更快，但这个概念理解起来比较困难，更别说去具体实施了。

电流限制是转换开关设计中常见的问题。选择一个自动检测电阻并不是那么容易，因为电阻必须是低电感的。从许多开关模式稳压器的角度来看，为了取得更好的可用性并避免麻烦，最好多花点时间去设计和测试限流电路。一些更新的开关模式控制芯片经过精心的设计并使得这个问题变得很简单，但那些老的（如

LM3524）却不尽如人意。

类似地，一个软启动电路对于一个大型的转换开关来说是很重要的，特别是当转换开关拼命地输出很大的电流以充满输出端的滤波电容时；对于一个冲击式的配置，电感的电流有可能达到饱和而不能拉高输出。对于一个大的电源，电流有可能烧坏晶体管、电线、熔断器、断路器，这样公司的名誉甚至整个电源公司都会受损。一个软启动电路使得转换开关能逐渐地将输出变到它的工作级别，从而仅仅会产生有限的电流输出。我可以给你展示一个好的软启动电路的设计，不过还不如给你一个坏的。LM3524的数据手册显示了图11-2中一个15V、0.5A的步进（冲击）开关稳压器（我必须指出，这个电路和LM3524的数据手册已经在美国国家半导体公司（NS）1978版、1980版和1982版的数据参考书上出现过，它们曾被1986版的参考手册错误地删除过，不过在1989版和以后的版本中又再次出现了）。 139

一个“冲击”或者步进转换开关需要一个软启动电路以避免变压器饱和以及启动后停止工作。因此，在图11-2中，C_1和D_1构成了一个软启动电路，不过如果没有R_1和D_2的话，图11-2仍是一个坏的电路。我们可以说稳压器工作在低占空因数下并且COMP口上的电压是很低的。现在，由于输入电压的变化，占空因数也会突然变大，但是驱动COMP口的控制放大器不仅得提高COMP口的RC常数，还得将C_1拉到一个新的电压水平，这个负担对于COMP口的控制放大器来说相当大，因而输出整流也会变慢。可以通过在C_1的上面与输入端之间加上一个470kΩ的电阻来解决这个问题。这个电阻将C_1拉到一个新的启动以后便不能再与放大器进行交互的级别。

即便加上电阻，这个电路还是可能出问题，特别是当输入电源突然断掉的时候。需要花好几秒的时间才能将5μF的电容C_1放电，而且突然的电源断电也使得软启动电路失效了。一个好的解决方案是在470kΩ的电阻上装一个二级管以使C_1在断电后能迅速放电。这使得电路在重启的时候还能进行软启动。我并不是说这个电路是最坏情况下的好设计，这个你得自己去用工程的方法来测试和证明，但至少不像以前那样差劲了。同时，我们至少已经将这个组件加入到LM3524的数据手册中了。

11.6 用玩具作例子来说明一些基本的问题

我第一次遇到启动电路是在很年轻的时候。我记得有一种很老的玩具，装在一个外面有开关的盒子里。当你的好奇心使你去按下开关的时候，里面的发动机便会开始转动，盒子的顶部便会打开，然后一只机械手会伸出来。这只手会把开关拔到“关”的位置，然后又收回到盒子里，盒子的顶部接着会合上，马达也停止了转动。这个例子用来说明启动电路再生动不过了（这里是个关闭电路）。当我

还是一个孩子的时候，我被这个玩具深深吸引了，但是后来我意识到这个逻辑程序仅仅是表面现象。这个开关触发了某种触发器来把开关打开，但是没有直接提供关掉开关的功能。如果是直接提供的话，那只手会在关掉开关后马上停止，而不会紧接着收回到盒子里面了。有一个开关来关闭电源，但是它却是藏在盒子里面的，由手最后的动作来触发。

这个故事要说明的一点就是我们不能用所设计的启动电路去愚弄别人，更不能愚弄自己。当我设计一个A/D转换器的时候，我在其中加入了一个移位寄存器序列来保证每个必需步骤都能在电路启动以后按顺序完成，而在最后也按同样的方法来结束。我不知道软件工程师们是怎么通过写合理的程序去保证初始化没有问题的，但我敢打赌有一些人做的是错的。有一些设计仍然是用粗糙的RC定时器来实现重启功能的，这往往使处理器不能正常重启。我曾经听说过这些可怕的故事。一些人忘了加上二极管去给电容放电，然后电路在短暂的断电后便不能正常重启了（类似于图11-2中的D_2二极管）。

140

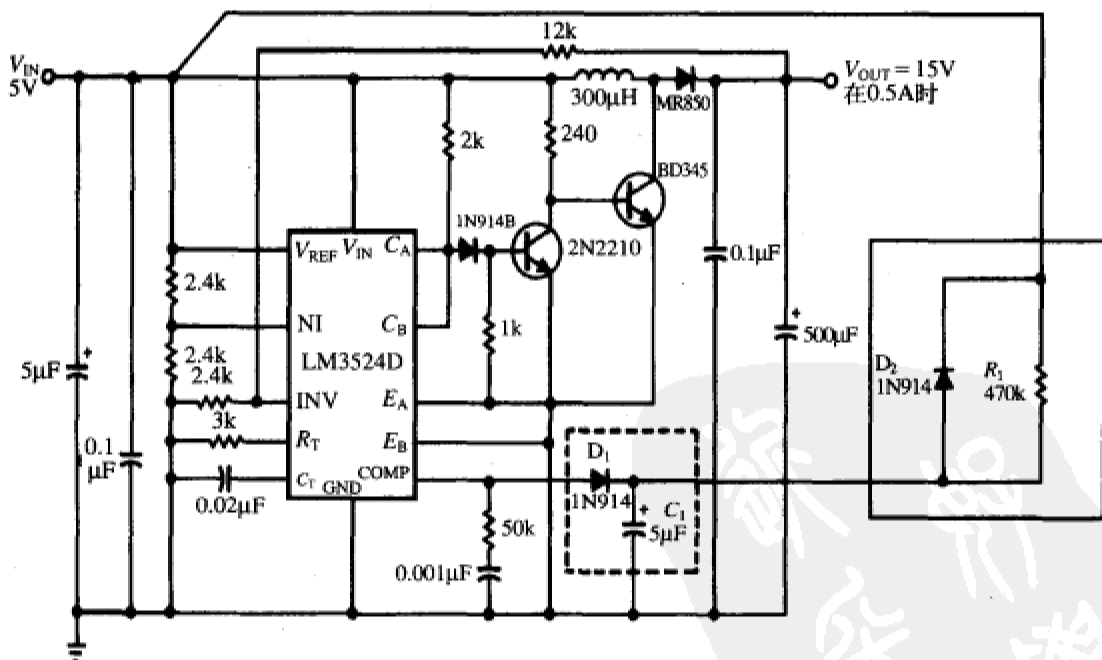


图11-2　15V、0.5A开关稳压器的标准数据手册设计中增加R_1和D_2，向电路提供了更好的软启动和重启功能

设计者们在线性电路中也同样地加上了启动电路，比如说，用来保证电路在运行过程中提供微小但稳定的电流的偏流电路。当启动电路运行无误的时候，另一个电路（那只手）启动并将启动电路关闭。当这个启动电路正常工作的时候，能节约能量而且不会浪费芯片面积。不幸的是如果启动电路被切断或者操作失误，

如果供应电压上升得足够快，则主电路还是能正常启动，但如果供应电压上升得缓慢，则主电路便有可能不能启动。一次有一位客户退回一个稳压器并抱怨说如果供应电压在30s内能上升到20V电路就能启动，但如果上升时间超过36s就不能正常启动了。我们检查了一下，发现他说的完全正确。我们不得不换了一块掩膜并加上启动测试电路以保证将来不会遇到类似的问题。

在20年前，一个IC厂设计了一款没有实际直流来启动电路的低功耗芯片。这款芯片被认为可以通过短暂的电源电压上升启动，在室温下，这个电路总能正常启动，而不管电压上升得有多么缓慢。但是在低温条件下，如果电压上升得慢一些，这个器件就算加上±15V的电压也启动不了。更严重的是，如果这个器件正在工作，你用正或负的瞬态电压加到任何一条电源供应线上，这个器件就将关闭而且再也不能打开了。不用说，那个芯片不会受人欢迎，而那个公司的产品也不再受人欢迎。

因此，让我提醒你一下：不管你的电路是一个时序逻辑还是一个具有正或负反馈的模拟环路，你都得精心的设计你的启动电路。增加一个测试以保证坏的器件被排除，弄一些坏的元件（启动电路损坏或者断开）保证它们没法通过测试，然后保持这种测试流程。别因为没有人遇到问题就把这个测试环节去除，这可能会引起灾难性的故障。就在美国国家半导体公司（NS），我们就有一位设计启动电路的高手，他是我们保证电路正常启动的知识库。由于这个害羞的家伙（我不会说出他的名字）的工作，让电路出现低级错误的概率被降低了好几个分贝。 141

参考文献

[1] Dietz, Erroll H., “Reduce Noise in Voltage Regulators,” *Electronic Design*, Dec. 14, 1989. p.92. 142

第 12 章　其他杂项问题

当面对一些比较重要的待解决的问题时，通常来讲，比较明智的方法是思考哪种测试最有可能最快地给你答案，而不是没有目的地随便测试。故障的间歇性发作对于解决问题是最艰难、最痛苦的。同时，平台工具提高了一个工程师对他所要解决的电路的认知能力。这一章，我将在解决各种杂项无法归类的问题的方案中加入一系列的哲学理论，比如，如何计划你的解决方案，如何有效地利用计算机和其他工具。

12.1　解决间歇性发作问题

有些汽车当你把它带到维修点的时候它就不坏了，有些电路当你观察它的时候它就能正常工作了，难道它只会在每天凌晨两点的时候停止工作吗？这都是一些需要很大努力去解决的问题。

下面的一些技术就是用来解决一些间歇性发作问题的：

（1）寻找这个问题与其他事物的相关性。看看它是否与每天的时间、电源电压、月亮的位置等有关（不要笑）？

（2）让其他的观察者来帮忙看看其他的什么东西还与这个问题有关。这些额外的帮助既包括更多的人帮你观察也包括使用更多的设备去监视更多的信息。

（3）试着去做一些事。应用加热或制冷可能会给你一些线索。添加一些抖动或者机械震动有可能会导致一些处在边缘的连接永久地失去作用，也就了解了问题及其解决方法。（参考第5章）。

（4）建立一个存储区或者一个类似的数据获取系统去诱发问题并且保存在问题瞬间出现的情形。依靠这些系统的性质，你就可以在问题发生之前或者之后存储数据。这些在自我破坏性情况下非常有用。

（5）请一个或更多的朋友帮助你分析问题。朋友或许会帮助你提出一个失效模式、情况分析或者新的测试方法，这些都有可能给你一些线索。

（6）如果这个问题非常难解决，那就用极端的措施去解决它。去借一些特殊的工具，为这个失败的电路或者设备制作更多的复制品，希望找到更多失败的例子。在一些情况下，滥用设备可能恰恰会起作用，因为有时这可以把间断的问题转化成连续的问题，这样问题就相对好解决了。

12.2 除了SPICE就没有其他的了吗

你可能没猜到，其实我不是一个忠实的数字计算机和仿真迷。当用计算机去仿真一个模拟电路的时候，有时它做得非常好，但有时它做得并不好，这时事情就变得不好解决了。一部分原因就是一些人对计算机显示的信息过于信任。幸运的是，我的老板们都是一些非常有怀疑精神的人，他们认为当一个计算机得出我们无法忍受的结果时，我们就必须非常谨慎。而且，我们也都一致认为计算机确实具有一些实际的优势，只要我们能克服它们的一些冒险行为和问题就好。

在很多情况下，如果模拟电路或者一些系统的仿真出现了问题，你就可以像解决电路本身的问题那样解决仿真问题。你可以使电压随着时间和温度而变化，可以加上不同的激励，观察结果。就像修改实际电路那样修改仿真电路。但是，就像马里奥兄弟那样，你可能会遇到一些计算机领域的问题：

（1）你可能事实上选用了一个性能较差的电路。

（2）你可能对计算机提出了错误的问题。

（3）你可能输入了错误的值或者指令或者其他东西。

最常见的错误就是你试着往你的电路里添加一个3.3M的电阻，计算机可能认为你指的是3.3mΩ，而不是兆欧。我认为这个问题基本上困扰了所有人。我是这样解决它的，我写成“3300k”（在SPICE中是3300kΩ）或者我就直接输入“3300111”。

（4）你可能用了一个坏的晶体管模型或别的器件模型。我就曾经见过一个晶体管模型程序列表排版上的错误困扰了一个工程几个月。

（5）你可能忽略了一些问题，比如衬底电容、PCB的电容，或者一些大多数人经常忽视的东西——导线的自感。

（6）你可能遇到无法收敛的问题，或计算机出现运行时间过长的问题。或者如果程序需要重复太多次的话，计算机可能会出现障碍。

有时出现的问题只有计算机专家才能解决。但是当你向计算机专家求助时，你可能并不能得到任何有益的建议，甚至更糟糕的是，可能得到不对的建议。毕竟，大多数计算机专家并不知道什么是线性电路。如果他告诉你“不要紧，将电压的分辨率从0.1mV改到10mV就行”。这时，我必须对这个专家解释，尽管这个建议可以使计算机运行得更好，但是它对我的结果并没有任何好处。与计算机专家谈话有时候是一件非常困难的事情。

即使每件事情你都做对了，计算机也可能得出错误的结果，这时你就不得不做一个测试去证明你的结果是正确的而计算机是错误的。

比如说，有一次，我们有一个含有60个晶体管的电路，当已经调到关闭时，安培表仍然有示数。计算机专家告诉我们显然是我们出现了错误。所以我们就把

电路拆开，去掉了58个晶体管，这时电路就只剩下两个晶体管了，其中一个还被1V的电压旁路掉了，这时电路在100kHz、10μA上下振荡，即使电路里没有任何东西被移动。当我们面对计算机专家的时候，他们才迟迟地承认是计算机内部计时器的错误，而且他们可以修理。但这却浪费了我们一周的时间去说服他们。

144

我的老板告诉我，我不应该这么消极，因为计算机是我们未来生活的一大部分。当他这样说的时候，我试着去买了一些制造Excedrin[1]和蚁酸的公司的股票，因为这也是我们未来生活的一大部分。

我已经就SPICE仿真和它的一些问题在一系列重要会议上做过评论[1, 2]。在演讲之后，其他一些公司的工程师过来告诉我"我们也遇到过这种问题"（关于SPICE的其他评论，可参见附录G）。

我的一位同事给了我一个提示："不要把一个50Ω的电阻放到电路里，而要选用50.1Ω的，这样可以更好地收敛。"在其他的一些情况下，我们发现两个并联的只接地的电阻和电容也能帮助我们更好地收敛。当我们用"*"号把R和C注释掉时，就不再能收敛了。其他一些人认为，如果你改变了器件列表中电阻的名字或者数值，或位置，收敛效果也可能变得更好或者更差。所以收敛性是一个变化莫测的东西。

我的老板提醒我一些SPICE仿真软件的版本比其他的在收敛性能上更好，我不应该只是抱怨。但是我必须提醒你所有的计算机仿真都受到过批评，而且很多时候批评是有意义的——这些抱怨者并不是在凭空想像[3]。

所以如果计算机坚持对你撒谎，那就告诉你的老板计算机已经证明了它自己无用了，应该把这个数字当做垃圾扔掉！

我觉得你真正应该做的事情是，用一个模拟的计算机模型去取代数字仿真，这样你就会少了很多麻烦。记住在设定所有的晶体管电容值时用100或1000去乘以它们的值，这样时间标尺也可以标定成100乘以某个值，这样寄生电容的影响就可

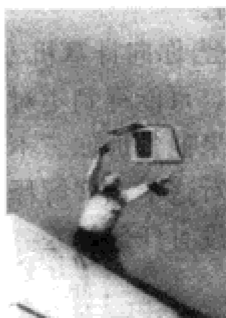




图12-1 我从美国国家半导体公司的三层停车场顶上把计算机用力地扔下去，随着这个垃圾着地，我知道计算机永远不会再向我们撒谎了

1. 一种解热镇痛药，阿司匹林、咖啡因水杨酰胺、醋氨酚复合制剂。——译者注

以忽略了。我就是这样做的。我亲眼验证了在SPICE仿真软件不合作时这样做是很有用的，你也可以把它叫“模拟计算机”，因为它就是这样工作的。我也会听一些其他的观点，但是事先警告要带着强烈的怀疑态度。

12.3 不可靠的统计学

有一个东西一点都帮不上我，那就是统计学，至少在某种程度上我不能像数学家那样利用它。我发现大多数统计分析一点用处都没有。我喜欢做的事就是制表和画图。在第6章中我得到的二极管电压V_F与电流I_F关系的数据，当我写下的时候还只是有一点怀疑，而当我把它们画成图的时候，发现确实有一些错误。然后我就回去多记了一些数据直到我理解了错误是什么——交流电流噪声涌进了我的实验，导致了整流。如果数据来自于一个表现得非常好的现象，并且非符合高斯分布，那我也就不关心人们是否用统计分析了——虽然它也不会带来多少坏处（从我个人的角度来看，我认为这还是有坏处的，因为当你使用计算机并且像一根拐杖那样依靠它的话，你就习惯于去相信它，相信到自己不再思考）。然而，当数据变得很奇怪的时候，经典的统计学分析就将失去作用。

145



图12-2 SPICE仿真的打印输出结果对某些东西来说总是很好的

比如说，有一次，一个测试工程师拿着一份大的正式报告来找我。当然，这份报告在1点5分到达，这对原计划在1点开的产品发布会并没有任何益处。但是这并不是一份用手胡乱写的报告。它写得非常得体，并且很整洁，还是用计算机打印的，看上去非常专业，并且引人注目。这个测试工程师引用了很多统计学的东西去展示他的测试系统和统计软件的优越性，即使集成电路设计者也没有这样做过。最后，他翻到了最后一页，并且指出根据统计学规律，该集成电路产品的输出是完全不合格的，因此该集成电路产品未能被发布。实际上，他观察到的输出电压平均水平是9V，这对LM1525型的开关适配器来说是一个非常荒谬的结论，它的输出应该仅是低压0.2V和高压18.4V。输出的平均值怎么能是9V呢？你怎么

能在输出的半路用一个RS触发器去提高输出值呢？不太可能。所以他指出了一些其他的统计方法，输出的3σ值是+30V和−8V。现在，最奇怪的就是对于一个电路来说只有20V的电源和地（它并不能像一个开关型稳压器那样工作，只能用来当做直流电源）。会议在我还没有找到事实和证明之前就结束了，所以那个产品也未能按期发布。

当然，事实证明测试者是错误的，所以当输出都被认为是+18.4V的时候，它实际上是一个随机状态，一半的时间输出是18.4V，另一半的时间输出是0.2V。如果你把这个数据放到统计程序中，它可能会告诉你一些输出是9V，其中假设数据来自于一个高斯分布。但是当你看着这些数据并仔细考虑的时候，数据很明显来自于一个非常荒谬的模型。这位工程师应该检查他们的测试方法，而不是硬把数据塞到统计程序中。

146

不幸的是，这位测试工程师对他的统计程序是如此的信任，以至于他花了整整一周的时间去准备这个漂亮的报告。他确实向设计工程师说明这里面存在问题了吗？没有。他检查了他的数据，测试了他的装置了吗？也没有。他只是一直让他的计算机在运行，因为他认为计算机的分析是最重要的东西。

我们最终还是把测试装置修理了，然后在稍晚的时间生产出了产品，但是很显然我并不欣赏那位测试工程师，也包括他的统计学。然而这只是众多我遇到过的人们想用统计学但并不适用的例子中的一个。

我确实很喜欢使用二维散点图的方法去寻找趋势以及与趋势相背的运动。我并不太重视许多在好轨迹上的数据，我喜欢研究那些坏轨迹上的数据。同时，当我和其他的一些测试工程师一起工作时，他们喜欢用计算机程序去拟合这些点，我支持并鼓励他们使用那些程序，注意这些数据，考虑这些数据，任何有助于思考的东西我都支持。

12.4 保持低温，真愚蠢

几年前，一位工程师找到我说，他尝试去使用我们这一个最好的电压参考电路，这个电压参考电路有一个典型的特点，就是在125°C时有大约每一千小时20ppm的稳定性。他在室温下使用它，结果非常生气，因为他本以为该电压参考电路可以达到室温下每一千小时0.1ppm的稳定性，但是实际上要差得多。他问我为什么我们的电压参考电路不好呢？我指出安培表指针的漂移和参考电压电路的漂移每冷却11°C，并不是成一个比例系数为2的关系。我并不确定是谁使他相信这个原理，但是总的来说，现代的电子元件并没有因为冷却或缺少热而提高性能。实际上，那些记得过去使用真空管年代的人都知道一个好的显示器或者伏特计，如果你能一直保持它们正常工作并温暖的话，它们就有一个优点，即所有的电阻和元件在湿润的条件下也能保持干燥。

我不能说电解电容可能不喜欢被冷却。但是通过保持元件尽可能得冷却来提高可靠性这种不经大脑的努力已经做过很多次了，我确定你会责备那些在MIL-HBDK-217以及所有它的其他版本上做过愚蠢实验的人们。在一些公司中，你必须保持-217°C，而不管这么做有多么愚蠢。但是在一些工业公司和制造公司，我们真的没必要遵守这些愚蠢的想法。一个致力于讨论-217°C的人就是波音公司的Charles Leonard，而且你可能对他写的东西感兴趣[4]。所以如果某些性能随温度漂移，而且你认为你可以通过增加一个风扇把它的温度从75°C降到55°C来做一个大的改善，那么我要提醒你，你可能会很失望，因为通常来讲这样做并不会有一个显著的改善。可以想像如果你的热处理系统会出现很大的梯度和对流的话，你可以通过切断这个热处理系统来解决问题。但是，通常来讲，这样做并不会有很大收获，除非你可以提高一些部件的温度来达到它们的额定温度或者高于100°C，即使塑料部件在100°C也是可以用的。这点我是非常熟悉的。

12.5 没有任何东西可以替代模拟仪表

每个人都知道模拟仪表没有数字仪表准确。除非你买了一个0.8%准确度的数字电压表，这时，模拟仪表就更好。不管怎样，下面让我们就模拟仪表的问题进行详细讨论。

147

即使一个模拟仪表在全量程处被准确校准，但由于仪表内部电磁电路的存在使得仪表本身具有缺陷，从而引发了它的非线性，所以在测量小信号时它可能不准确。你可以自己去校准仪表而纠正那些非线性来解决这个问题，但这时又出现了摩擦和磁滞的问题。最好的仪表有一个紧带悬浮，它的摩擦是可以忽视的，但是大多数比较便宜的仪表都没有这个装置。现在，正如我们已知的那样，你可以通过轻轻敲打或振动仪表来抵消它的摩擦作用。这对脖子来说是一件非常痛苦的事，但是当你绝望的时候，这倒是一个好办法。

即使你不振动、拍打或者转动仪表，你也应该警惕它们对位置是非常敏感的，如果平放或者垂直放置或者转动，它们会有不同的数值。模拟仪表最不好的地方就是如果你把它们扔在地上，它的那些不完美性就会很快增加直到仪表基本不能使用。这就是极端的位置敏感性。理想情况下，你可以用数字仪表实现任何目的，但是模拟仪表也有它的优点，比如说，当你需要找出趋势或者峰值时，尤其在存在噪声的情况下，数字伏特计的读数可能会出现混乱。所以，模拟仪表还会伴随我们很长时间，尤其考虑到它们不需要外接电源，以及它们的独立性和低成本。

但是，一定要警惕仪表移动带来的阻抗。它们就像一个停止的电动机——几百毫亨——处在高频时。然而，如果针尖开始摆动时，你就会得到几亨利的电感。所以，如果你在运算放大器的反馈回路上接一个模拟仪表的话，那就需要在仪表上接一个适当的反馈电容。

12.6　数字仪表——并不是那么差，有时还是比较好

正如我前面提到的那样，除了一些特例外，数字仪表一般比模拟仪表更准确。最近，一个电源制造商决定用数字仪表去替代过去的模拟仪表来改进他们的台式设备供应。不幸的是，这些仪表的准确度只有±5%。一个两指半宽的数字面板仪表（DPM）就可以达到5%的准确度，所以用一个5%的准确度的仪表是很愚蠢的。勿庸置疑，我不再从那个制造商买电源产品了。

那些光亮的、不动的数字代表了稳定和不可反驳，这在我们心里是很难改变的。我把DVM、DPM和任何其他计算机输出的读数分成几类：当它们说实话时，你必须学着去相信它；而当它们不说实话时，你应该停止它。

比如说，大多数慢速的DVM都有双重斜率或者累计转换机制，所以它们在本质上是线性的，误差在一到两个最小有效数字之内。另外一些DVM声称拥有更高的转换速度，这个更高的速度可能对测试平台工程师来说没有什么用处，但是当把DVM用做自动数据获得系统的一部分时，它是非常有用的。这些更快的装置通常使用一个逐次逼近或者循环余数转换系统，这两者本身都不是线性的，而是依靠调整好的元件去满足线性。我曾经见过几个费用超过1000美元的DVM，当转换电压为15mV时，它可能会指示14mV或者16mV。

一次，我接到了一个大仪表公司的工程师的电话。他很奇怪为什么用NSC LM331制作的电压—频率转换器表现出了很差的线性，与保证的0.01%的指标要差。我告诉他这很奇怪，因为如果是真的话，那它将是我们生产的几百万个LM331中的第一个有如此差线性的。我建议他去检验电容器和运算放大器的波形，然后给我回电话，因为如果他有一个元件不符合规格的话，那我就得插手这件事了。

148

第二天他给我打电话了，感到非常羞怯和尴尬。他承认他用了一个他们自己公司生产的DVM标准样机，而且因为是标准样机，它并不能被准确地校准。是他的DVM出现了非线性，而不是我们的LM331。

通常情况下，我不喜欢使用DVM的自动范围调整模式。我已经看见了至少两个（还是高性能的）DVM不能锁定调整范围。这些仪表中最糟糕的部分是我并不清楚它们是在什么地方自动调整范围的，所以我不知道从哪儿去寻找它们的非线性，我只知道在某些地方有一些非线性。经过一个小时的搜寻，我在一些荒谬的位置（比如10.18577V）发现了一些丢失的编码。然而这些错误却发生在一个价值4000美元的DVM上，它的生产厂商宣称不可能出现这样的错误，也不可能有超过1ppm的非线性度。

另一个有趣的DVM拥有显示它自己可以保证的最大误差值的能力，宣称在测量1MΩ的电阻时它自身的误差不可能超过0.004%。但是不久它就开始显示我的一

个1.000000MΩ电阻的阻值为0.9998MΩ，我如何证明它是不是在对我撒谎呢？很容易，用它自己的力量去对抗自己，我选用了10个测量准确的100.000kΩ的电阻，这个有趣的仪表和所有实验室里其他的DVM都一致认同这些电阻值。当我把这些电阻串联时，所有实验室里其他的仪表都认为它们的总和是1.00000MΩ，这个奇怪的但是错误的仪表却显示0.99980MΩ。让它滚回它的制造商那里去吧！

所以，当你用数字仪表发现了问题的时候，不要认为你肯定错了。通常可以用另外一个仪器来寻找意见以帮助你证明到底事实是什么，不要主观地认为数据是数字仪表测量的就肯定是正确的。

同时你要保证按照仪表使用手册的要求来使用它。使用手册会告诉你在什么情况下DVM的误差保证值将变为最差的，比如说，对一些非常低的阻抗，非常高的阻抗，非常低的交流电，低或者高的频率，等等。

大多数的数字电压表相对小信号来说都有一个非常高的输入阻抗（典型值为10 000MΩ），然而，如果你让DVM自动调节测量范围，在某些水平上，DVM会自动调节到一个相对较高的量程，在那里输入阻抗将变为10MΩ。有些电压表在2~3V下改变，有些在10V或12V或15V下，有些可以到±20V。就像我在设备那一章里提到的，我希望DVM至少在15V电压下保持高阻抗。但是，重要的是要知道在什么电压下阻抗改变了。一个朋友告诉我，他的技师最近记录的一周的数据需要重新记录，因为他忽略了允许改变电阻。我觉得我应该走遍我们的实验室，在每个DVM上贴一个标签。

尽管如此，DVM仍然是非常有用的工具，它有着很高的准确性、线性和分辨率——达到1ppm。很多年来，我一直把这些超线性的仪表看做我的好朋友。我真的非常喜欢这些仪器——比如HP3455、HP3456和HP3457。它们具有内在的、可重复的线性，其中有一些绝对是一流的DVM。

一个有点挑剔的小细节：即使最好的DVM也仍然遵守这样一句格言："热就是准确度的敌人。"比如说，一些DVM有一些额外的几微伏的温漂，但是只有当你将匣子放在它旁边或后边的时候才能发现。有一些当接到0V信号时由于热不稳定度仍然有一些抖动（短路连接），但是这只是当你使用了橡皮塞或者很大规格的连接线时（16、18、20的规格）——而不是当你使用了好的金属丝时（26、28的规格）。这些好的金属丝导线很明显不能从前板的捆绑柱子上吸取很多热。所以，即使是最好的自动调零电路也不能纠正它们控制范围之外的漂移。

149

大多数的工程师都知道，DVM加上一个阻抗性（10MΩ）的负载和一个电容性的负载（50pF~1000pF）到你的电路里，可能导致电路振荡。但是，并不广为人知的是：即使是最好的DVM也会在它们的输入终端反馈一些噪声，并且散射一些时钟噪声到你的实验室里。所以如果你有一个敏感的电路，看上去正在从其他什么地方吸收大量噪声的话，关掉DVM几秒，看看是否是DVM导致的。如果不是

的话，就关掉函数生成器，或者电烙铁。如果是DVM引起的，你可能需要加带有准确的运算放大器的RC滤波器、RLC滤波器或有源滤波器来削减注入到你的电路里的噪声。第2章中的图2-4有一个小的RC滤波器，可以消除DVM的噪声。或者，你可能需要一个模拟仪表，就像我们在前几页讨论的那样，它没有任何趋势振荡或削减噪声。一个用电池供电的前置放大器的模拟仪表与DVM相比，并不会产生很多噪声。

12.7 信号源

当我们讨论仪器的问题的时候，我实在很想用一台很好的函数发生器来输出正弦波、三角波、方波以及脉冲。我喜欢我那台老式的Wavetek 191。但我并不期望输出的信号完全不失真——所有的波形都会有一点失真，在高频条件下尤其如此。因此，当我希望从函数发生器上得到一个清晰的正弦波形时，我会让输出的信号在低频条件下通过有源滤波器，在高频条件下通过LC滤波器。如果我想得到清晰的方波波形，我会让信号通过一台边沿放大器或者一台二极管整流衰减器（见图12-3）。如果想要得到比函数发生器输出的更为清晰的三角波形，我们就要造出一台三角波发生器。

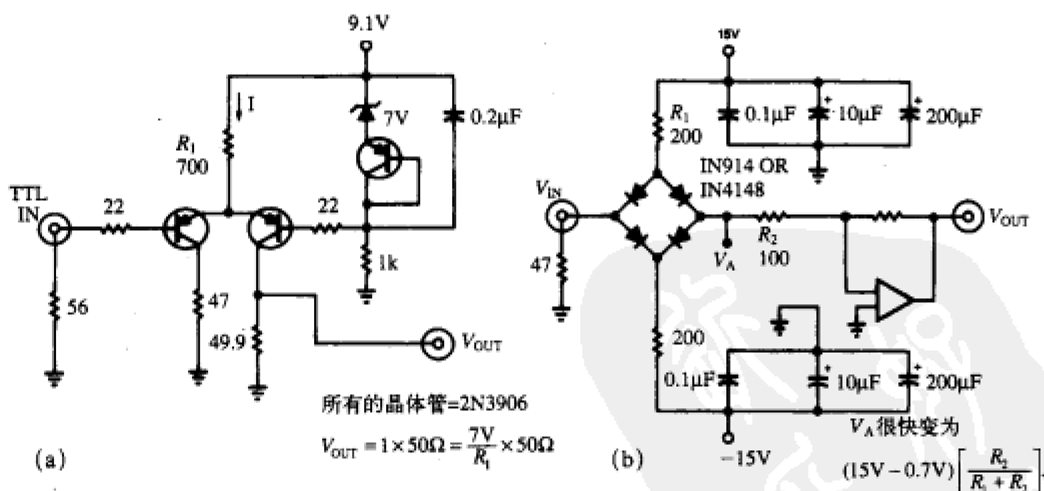


图12-3 一个极好的放大器（a）或受限的二极管桥(b)都可以给你一个清晰的方波

但是现在的函数发生器都让我很失望，尤其是当一个粗心的人太多次去按一个键然后输出就停了下来（通常那个粗心的人是我）。我经常要花五分钟的时间查明发生了什么问题。当我需要的时候，我喜欢这些强大的、多用途的功能，但当我按了错误的按键时，它们也会令我发疯。

类似地，如果你没有意识到有人按下了那些不安全可靠的按键（也许是你自己又胖又粗的手指头），一台示波器所显示的波形可能会丢失或者隐藏在角落里几

分钟。当这些数字示波器带着那些很多层次的菜单以及子菜单开始这个游戏的时候，我想我需要一个如伙伴般的系统——当我毫无希望地陷入困境时，一个人会出现并帮我摆脱困境。无论如何，那个可恶的光束定位器在什么菜单里？

但是，最近示波器工作的情况非常不好。在你将曲线在标尺上拖出几厘米来调高增益以期从底部看上去是一个高大的方波之后，别再指望得到精确的结果。大多数的示波器都没有义务在这一点上做得非常好。类似地，请确保微调电容在10×探头上有良好的适应性，并且当你要追踪快信号时接一根地线，就像第2章所讨论的。

12.8 你要做出的故障诊断

150

一些人喜欢建立一个庞大的系统，并且打开电源，但是它不能工作。之后，他们不得不在这个大而复杂的系统里找出是什么出了问题。我宁愿建立一些制成标准的小模块，并且去测试每一个部分。如果它工作正常，就会为这个项目节省很多时间，并产生一个正面的积极的影响。但是如果它不工作，那我们就有机会在组装之前把问题解决掉。有时就是仅仅少了一个电容，也有一些时候，是我的整个概念就是错的，越早发现越有利。因此，如果你看到我的系统是由14个$7in^2$的部分组合而成的，所有的都是安装在一个母板上，那用不着惊奇。我的意思是，如果你能在第一时间里制造一个庞大的系统，那你很强大。我常常提醒我的工程师，“这些东西第一次运行时可能会失败，但是它们确实离成功已经很近了。也许你要做的只是改变这里的一个电阻或那里的一个电容，不会是灾难性的失败。”

类似地，当我有一个电路不正常工作时——我仅仅是想让它正常工作吗？当然不是，我想要做的事情是知道哪里出了问题，并且当我尝试着改变时会发生什么事情。因此，我从不一次就给我的技术人员一页很长的清单，其中记载他们要在哪里做些变动。我告诉他，先在这里做个变动，看看增益会不会变好。如果这样无效，那么就在其他地方再做个变动，并且要看着增益和相位的变化。然后在输出阶段试着拧动旋扭，在10kHz的时候就会减小失真。如果他在同一时间做出了这些变动，结果可能会改善，但是如果我们不知道这个改善得益于哪一个变动，那么我们什么也学不到，不是吗？

12.9 系统和电路

当一个系统设计好了以后，它经常被分割成几个小项目以便把它分配给不同的个人或不同组的工程师。在这个系统里，两个最重要的要素是“计划”和“交流”。如果项目分配不当，那么就会导致一些项目设计起来异常容易，而另一些则非常困难。我们都见过这样的事情，所以要防止这样的事情在我们的系统设计中发生。因为即使其他所有的部分都工作，而只有一个不工作，那么整个项目也是

151 失败的。

对于好的交流的要求是很严格的——好的口头的和书面的交流，以防止模糊不清的或是错误的假设。毕竟，指望这个系统的设计和各部分的定义从第一天就做得非常完美是不现实的。主要的问题解决者应该是项目经理，或者是其他的人。他拥有计算机、程序评价和技术概要书、日程表等，但是，最有价值的是他拥有随时对错误的设计保持警觉的一些人。这些人必须能较早地对设计错误进行交流，

152 这样他们的领导者才能解决问题。

12.10　怎样不用电压计校准电路

说到如何很好地校准电路，一些人喜欢用电压计以期可以把电路调整得“刚刚好”。也有一些人不喜欢用电压计，因为它们很贵并且不可靠，还时常会产生漂移。最糟糕的是，电路既可以被校准得很好，也可以被校准得很糟；一些人可能由于粗心或是被误导，将电压计调到了量程，或是对仪表设置错误。在改正错误之前，又要花去多少时间去寻找错误呢？

正是由于这个原因，一些人喜欢用固定电压稳压器，因为它们总是有一个正确的输出（误差为±5%）并且不会被校准电压计弄得很糟。另一些人带着很大的容忍度小心翼翼地使用电压计。你可以在图12-4所示的调整电路中看到检修方法[5]。这个结构可以让你不用电压计而把稳压器调至误差不超过1%。记住你也可以用这

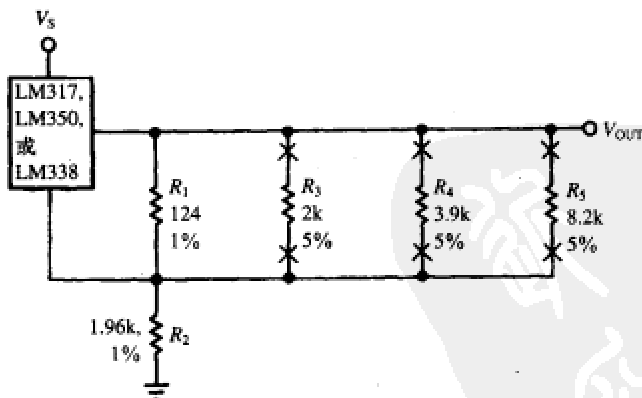


图12-4　如果你担心一些愚蠢的人会因为错误地调整参数而破坏电路，你可以用这个修正的电路去阻止那些笨拙的人。把输出电压V_{OUT}调整到22V，误差在1%的过程如下：

- 如果输出电压比23.080V高，切断R_3（如果小于，不切断）；
- 然后，如果输出电压比22.470V高，切断R_4(如果小于，不切断)；
- 然后，如果输出电压比22.160V高，切断R_5（如果小于，不切断）。

很明显，你可以对任何输出电压采取这种调整。选择断点和电阻值只是一个小工程

个技术来校准积分器的增益或放大器的偏移。对于工程师们来说，在这些调节中修正数值并不总是一件容易的事，但不管怎么样这还是可能的。并且，没有人会回去拧动电压计，在没有电压计可以拧动时也不会带来麻烦。

我经常抱怨的是设计电路的工程师总是设计很宽的调节范围，这样常常会发生损坏。例如，在图12-5a中，用这种方法提供5V的电源不是一个好主意，因为当有人拧动旋扭调至调节范围的端点时，TTL的部分可能被损坏。图12-5b就好多了。

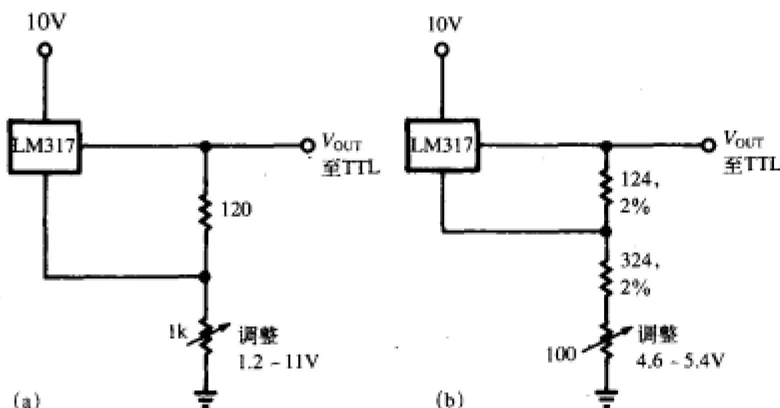


图12-5 我的一个小麻烦就是：过多地调整参数及调整范围（a）。（b）中的电路对TTL就更适合

12.11 无焊接的面包板怎么样

接下来是一堆最新的混杂性问题——主题是那些有许多金属窄条的，并在塑料小孔下面藏有无焊连接的面包板。在学校里常常用这种线路板来激发学生对于面包板实验的兴趣，因为你只需要在那些小孔里插入连线或是元件就可以很容易地将它们连接起来。有问题的通常是电容。这些面包板在相邻的金属窄条之间通常有2pF、3pF或5pF的电容。即使在运气好的时候，也只有一个聪明的工程师才可以设计一个布满电容的电路，并且不具有破坏性。

由无焊接的面包板引起的另一个问题是长导线，这将使在基片附近有效地增加电源旁路电容变得困难。

其次，我怀疑一些制造这些并不便宜的面包板的材料是便宜的塑料如尼龙等。在一个又湿又热的天气中，这些便宜的塑料不会提供高性能的绝缘电阻。没有人会去想讨论这些面包板是由哪种塑料制成的。

最后，都柏林的Scott Bowman先生指出，当你在所提供的小孔中插入了大量的线之后，这些没焊接的连接插头会因那些接合物长期被磨擦而使刮擦物堆积，从而在相邻的金属窄条中产生短路。而且，那些用以粘牢制造材料的黏合剂会牢

牢地吸住那些刮擦物，这样你就不能用溶剂或是吹气将它们除去。

在写系列文章时我甚至不会想到这些无焊接线路板，因为我在工作时很少看见它们。它们有太多的弱点以至于不能在精密的电路中产生很好的效果。所以，如果你坚持使用那些麻烦的厚板，请不要说我没有提醒过你。 153

参考文献

[1] Robert A,Pease,*Practical Considerations for the Design of High-Volume Linear ICs*,IEEE International Symposium for Circuits and Systems,April 1990.

[2] Robert A Pease, "Band-Gap Reference Circuits:Trials and Tribulations," IEEE Bipolar Circuits and Technology Meeting，September 1990.

[3] Robert A.Pease, "What's all this SPICEy Stuff Anyhow?" *Electronic Design*, December 1990.

[4] Leonard,Charles, "Is reliability prediction methodology for the birds?," *Power Conversion and Intelligent Motion*,November 1988,p.4.

[5] Robert A.Pease, "A New Production Technique for Trimming Voltage Regulators," *Electronics*,May 10,1979,p.141(Also available as Linear Brief LB-46 in the *Linear Applications Databook*,National Semiconductor Corp., 1980-1990) 154



第 13 章　给Bob的信[1]

我在*EDN*上的关于故障诊断的系列专栏文章使得我收到了很多读者的来信。由于这些信中包含了相当多的故障诊断的提示和有趣的个人趣闻，我决定收集这些信中最好的一些到本章里面，其中加上了我的回复和总结。下面就是这些有益的小提示。

你好 Bob：

下面是一些给你的小技巧和小经验：

（1）我的实验室里主要的噪声源是视频显示终端，尤其是与音频变压器的耦合。

（2）我听说过好多由于在音频和直流电路中加入射频旁路的问题。它们的音频和低频输入可以接收AM信号。来自电话机的扬声器中的音乐并不是一种好的方式。

（3）我的计算机同事们经常不知道在重启的时候会出现什么样的问题。我曾经见到一台热打印机由于内部的μP监控芯片被重启而着火了。由于重启使打印头的驱动不稳定，所以它们被持续打开，然后一个软件的bug再次把它们陆续打开。最终我不得不接着驱动器以让其产生持续的脉冲来使打印头处于打开状态。

（4）我的一些没经验的同事经常忘了计算总的功率消耗。

（5）Vishay公司（Malvern, PA）[2]生产出一些相当精准、相当稳定（0.6ppm/°C）的电阻，我用它们来校准欧姆表。

（6）一些公司在不通知设计工程师的情况下就把器件拿到校准工作室进行重新校准了，并且以为这是在帮工程师的忙。他们不知道每天小小的漂移比起那种由于重新校准而引起的阶跃式变化要好不少。

（7）我的计算机同事们经常丢失示波器探头上的接地夹子——这些夹子经常阻碍他们做事并且有可能让电源的输出短路。我不得不买一批接地夹子，并将它们自己保存起来。

（8）虽然很不理解但是却是真实的，有时候我将示波器的探头接到有故障的电路板上后，电路板便能正常工作了。探头能提供足够的电容值以去除一些低频的干扰或电路的竞争。对于悬浮的CMOS，示波器的直流阻抗可以低到能将信号电压下拉到一个有效电平。

---

1. 作者目前仍在*Electronic Design*杂志上开设“Bob's Mailbox”专栏（http://www.elecdesign.com/Departments/Department ID/6/6.html），可以看作本章的延续。——编者注

2. 公司后的括号内是该公司所在的城市名和美国州名，下同。——编者注

(9) 在我过去曾经工作过的一个地方，我被叫到工厂里去让我的"坏"电路工作。他们抱怨运算放大器的直流偏置老是有漂移。我到那里以后，发现现场的技术人员通过一些同轴电缆将一台好的DVM与运算放大器接在一块以去除噪声。当然，正是电缆的电容值使放大器振荡起来的。当放大器正在振荡的时候，你是测不到直流参数的。有时候我发现一些工程师为了获得高的增益或是由于没有10×探头而将示波器这样接起来。

155

(10) 示波器的探头具有特定的输入电容。在高频的应用场合下，你不能总是将一台示波器的探头用在另一台示波器上。

(11) 一个简单的检测方法是将手在电路上面晃动以感受热量。如果一些电路进入死锁状态但还没到冒烟的地步，通常可以用这个方法来发现问题。

(12) Edmund Scientific公司(Barrington, NJ)销售热敏液晶片，你可以将其放置在电路上以发现中度的热点。当你将一块标准电路板与被测电路进行比较时，这种材料可以工作得更好。

(13) 绘图部门有时候错误地认为他们拥有电路图，并且认为电路图的作用仅仅是为电路板布线提供版图的。其实在电路板布线以后很长的时间内，包括产品测试、技术支持以及售后服务部门都需要这些电路图。绘图部门还会删除一些我写在电路图上的要点，如滤波器的极零点、温度系数、正常的直流或交流电压、波形及温度等信息。我从一开始就将这些信息写在图旁边以便将来应付各种各样的电话询问。

(14) 可以用一个灯泡和运算放大器来获得低失真（轻微颤动）的正弦波振荡器。我从Linear Technology公司（Milpitas, CA）的AN 5 应用指导中获得了这个电路，搭建了一个装在金属盒子里的三频（400Hz，1000Hz 和 2800Hz）振荡器。它的THD不到－80dB。

(15) 如果由于你的呼吸而使得一个电路的直流值发生变化，那么电路板可能是脏的。

(16) 当测试高增益小信号电路时，在关灯的状态下重复测试，你会惊奇地发现好多部件都是感光的，并且红外光可穿透它们。我的一位同事就有一个感光的金属外壳的放大器，它在接线部分会漏光。

(17) 保护二级管可以纠正高频噪声和振荡。

(18) Micro Technical Industries 公司(Laguna Hills, CA)制造了一种手持的热探针，通过它可以单独为某个部件加热。这个探针有能适应不同器件的尖头，如各种阻值的电阻、金属外壳的放大器或者不同尺寸的双列直插（DIP）芯片。

(19) 一些采样/保持电路对于数字输入部分的转换速率是敏感的。

(20) 就算是施密特触发器也可能会表现出亚稳定态。

(21) 按Analog Devices公司（Norwood, MA）的应用指南的解释说："你也许

应该相信你的母亲，但永远不要相信你的地。”

（22）当电源和地隔离得非常好时，包线电路就能工作得相当好。如果包线板没有很好地将电源和地隔离，那么最好在高频逻辑的场合使用一些装在方形格中的大直径总线。

（23）有时候使用电池来测试你的电路既可以断开回路，也可以减小电源线的噪声。

（24）一个手头必备的东西是一个60Hz的、无源的双T滤波器，并将其装在一个两头用塞子塞紧的Pomona盒子中。

（25）另一个手头必备的东西是一个20dB的高阻抗放大器，并将其装在一个两头用塞子塞紧的Pomona盒子中。

图13-1所示的电路工作在音频下。

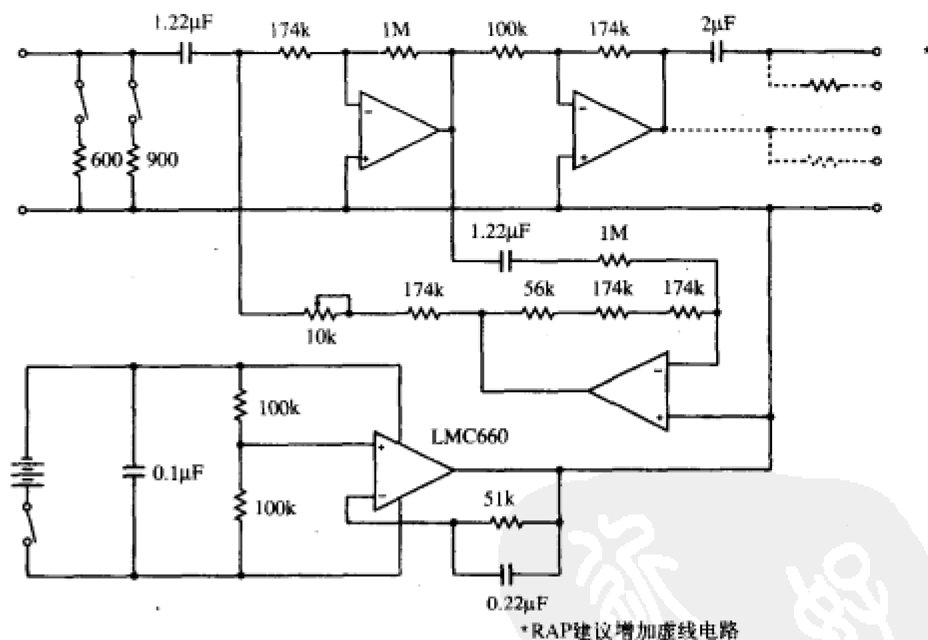


图13-1　该20dB高阻放大器工作在音频下，是方便进行故障诊断的帮手。建议增加虚线电路，这是非常有用的选项

（26）放大器的共模抑制比并不是共模电压的常函数。这个矛盾经常决定非转换电路的非线性。

156

（27）让一些工程师们保存设计验证是相当困难的。理论上来说，绘图部门只有在设计师们提交了验证文档时才会开始进行PCB的设计。然而绘图部门的主管可以很容易操纵这个政策，因为他不需要向第一级的工程经理报告。设计者的道德水准将会影响到验证的质量。

（28）这些美国国家半导体公司放在数据手册上的零散但详细的图表使我们有

机会看到器件在不正常情况下的工作细节。也希望国半能继续保持这样的尝试。

Roy McCammon
3M/Dynatel
Austin, TX

你好，McCammon先生：

非常感谢你的评论，其中很多都是相当精彩的。现在我就将其中一些单独给出评论，但是总的来说，它们是我所得到的最好的新想法。

157

（1）来自视频终端的噪声？我没有遇到过那样的问题，但在某些情况下这确实是一个严重的问题。我的工作台附近没有数字计算机，但是别人可能会有。我在第2章中提到过，如果你拿一台AM收音机放在电脑或者键盘旁边，则收音机将会接收到很多射频噪声。

（2）我也推荐射频旁路，但是你指出旁路会影响周围的RF电路。虽然我很少考虑这些情况下的旁路，但是你是对的。

（3）是的，我相信是这样的。一些人完全可能构建出没有自动防护的电路。

（4）是啊，我也是那么想的。但是数字电路数据手册和线性IC的数据手册一样没用，因为它们仅仅说明了静态的功耗，而对于当输出摆动变快或变慢时功耗的变化却只字未提。当运行变快时，就算TTL电路的输出电流也会变大。

（5）我相信大多数的Vishay电阻是很稳定的，因此我本人也保存了好多老的绕线电阻，其中有一些相当老，比那些最古老的Vishay电阻都要老。我很肯定它们有长期的稳定性，我发现这一点比温度系数还要重要。

（6）我同意那种偷偷地将器件进行重新校准是很严重的问题。在我们的组里面，我们经常在非常需要某些设备的时候发现设备被拿去重新校准了，最终我们只能通过商定当设备需要校准时工程师就将设备直接放到校准台上来解决这个问题。如果设备不放在那里，那些校准人员就不能将设备“偷”走。

（7）示波器探头上接地夹子的丢失是常有的事。每年我们都有相关的预算，因此我们可以避免消耗完。

（8）毋庸置疑，海森堡[1]先生不是唯一通过观察而影响测量结果的人。

（9）你是对的，在运算放大器的输出上加上一堆同轴电缆有时会让电路恢复正常，但更多的情况是会使电路出问题。你去抱怨那些人如此傻的行为也是正确的。“谁告诉我不能这样做了？”他们会这样辩解。

（10）很好的关于探头兼容性的论述。有时候你从始至终都进行着校准，但探头始终不能很好地工作。

（11）好主意。我经常把烙铁头放到鼻子前大概一英尺处看它是不是热的来检

1. 物理学家，提出了海森堡测不准原理。——编者注

查烙铁是不是好的。（注意：人类在嘴唇上有红外接收的器官。如果你把眼睛闭上并且把你的手背慢慢地移过你的嘴唇，你将会感觉到手的存在。使用手背是因为手掌上的茧可能会阻止热量的辐射。）

（12）你指出"……绘图部门可能会删除一些注释"。在我工作的地方，绘图部门在工作的时候，如果在文档中加入了注释，那么他们在绘图的时候都会按照工程师们的要求加上去。事实上，我通常自己做绘图工作。有些人可能会觉得这样很麻烦，但这样那些信息就都在上面了。

（13）我对用白炽灯来进行幅度控制没有太大的兴趣。确实好多振荡器都没有低到－80dB的失真度，但是你可以将一个普通振荡器的输出与滤波器相连来使失真度低于－80dB。

（14）是的，我也那么认为。我们发现我们的最低输入电流放大器（如LMC662）在塑料DIP封装时具有最小的泄漏电流，这些器件都是由非人工接触的自动化生产的。TO-99和CERDIP封装远不及小型塑料DIP封装那样总是可以达到$10^{15}\Omega$的电阻率。

158

（15）"保护二极管可以抑制高频噪声" 这种情况我从来没有见过。一定是你的邻居们带来的射频噪声，你也许可以使用一台不用电池的晶体管收音机。

（16）我差点忘了提及热探针了。我们更多的是用这种探针来标示而不是检修故障。通常使用电烙铁能更快地完成这项工作，当然精度会差些。

（17）按LF198的数据手册里的说明，你不能让采样输入变化太慢。还有其他的S/H电路比较难处理吗？它们有没有在数据手册中提到过这个情况？

（18）我很少使用包线板，但我相信无论对于线性IC还是数字IC，好多人都被菊链式电源和令人讨厌的旁路电源而困扰。

（19）我很少需要用电池，但是在某些极端的情况下，它们还是有用的。

（20）我很少觉得60Hz或120Hz的干扰源是必要的。我通常使用示波器来显性地获得60Hz的噪声。

（21）是的，便携式前置放大器通常是很有用的。

（22）正如我在第8章中提到的，认为共模误差是线性的是很傻的。

（23）设计验证是一个很好的主意。但是即便电路的设计是完美的，我发现布局布线也是相当关键的。因此让你的同事们都进行一下检查也是很重要的。

RAP[1]

你好 Bob:

作为一个具有多年实践经验的技术人员，我想就你的专栏里的几个问题做一些评论，也想趁这次机会传递一些经验。

1. 作者名字的首字母缩写。——编者注

在1989年8月17日的文章的第130页（本书第7章），你提到从晶体管里提取基极电流的负作用。大部分（也许不是所有）我遇到过的开关电源都是这样干的——通过抽取基极载流子来迅速关掉晶体管。

这项技术在实际中相当实用。我在我设计的好多反相器中都使用过这种技术，而且长时间以来好像并没有引起元件性能的恶化（至少在表面上看来是这样的）。我经常使用反向限压来保证基极－发射极结不会发生齐纳击穿。

根据你在同一篇文章里面第132页的评论，我不同意你的在供电情况下将MOS IC 插入插槽的做法，我认为这不是一种明智的行为，因为在这种情况下，电源有可能通过芯片的输入输出引脚流入芯片，一些厂商直接在他们的数据手册中的“电气特性”这部分禁止进行这样的操作，而我曾经见到过由于这样的行为而使芯片直接损坏的情况。我还不同意你提到的不穿戴接地装备就处理MOS芯片的做法。按照我和其他人的经验，如果你不戴绝缘手套就处理MOS芯片的话，MTBF(平均故障时间)会快速上升。问题在于设备很少因为这点而出现问题，但可能正因为这点而使得负荷过重了，从而有可能在别的时间或地点出现问题。

159

回到1989年9月28日的*EDN*（本书第4章）的文章，我想对钽电容提出一些警告。首先，它们在耐反向电压方面不如电解电容那么好，当把运算放大器和钽电容相连的时候反向电压会变大。再者，由于钽电容经常由于自身的原因而短路，实际上我已经替换了比我记得的还多的钽电容。

关于钽电容最坏的情况是在计算机的主板上，这也是我替换掉钽电容的最后一个地方。这种情况一般会因为短路而将电源切断。确定问题出在哪个轨道是很容易的。由于总线上组件的数量，我决定采取一些比暂时隔离某一个轨道更简单的方法。我通过在1kΩ的电阻上加上大概1V的10kHz的正弦波，然后用电流探测器来进行观察，不到一分钟就发现了出问题的元件，这可能有一点运气的成分，但是从另一个角度来看，我使用的测试信号不会让芯片产生任何显著的电流，而且频率也相当低，不会在去耦电容上产生任何电流。

在同一篇文章里，你说到悬浮式TTL输入是可以的。在某些情况下，特别是在噪声环境里，我不同意你的看法。我曾经见到过一些麻烦的问题，由于这种方法而产生了一些随机的频率突增，图13-2中的电路就是有很大问题的。但这种方

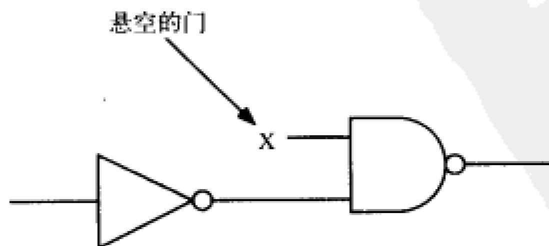


图13-2 让TTL输入悬空为高是很危险的行为。直到生产产品时，它才会对面包板产生损害。将它们通过1kΩ拉到$+V_S$是个明智的选择

法在一些亚洲厂商生产的80386 IBM PC主板中还是挺常见的，在这些主板中采用标准的高速时钟。

Malcolm Watts
Wellington Polytechnic
Wellington, New Zealand

你好 Watts 先生：

感谢你的评论，你对从晶体管基极电路中拉出电流的方法提出置疑。如果你确实想从基极电路中拉出电流并且正向偏置晶体管的基极发射极的话，确实可能会造成损坏。如果不是这种情况，电路能避免齐纳击穿，而它的钳位功能可以避免过度的反向电压V_{BE}，于是什么问题都没有了。我可能对这点没有说清楚。注意好多分立晶体管并不像单片集成晶体管那么脆弱，并不容易由于齐纳击穿而破坏或退化。 160

同样你反对带电插上CMOS元件以及不戴绝缘装备工作。你说你见过这样的举动导致直接的不稳定性和破坏。好吧，可能你和其他人遇到过，但是我没遇到过。可能RAM芯片比74Cxx芯片要脆弱吧，因此我改变一下我前面的武断的备注：通常情况下，你应该使用绝缘装备而且不能热插拔芯片，除非你能保证你知道你在做什么而且能接受芯片失效。

但是当进行故障维修的时候，有时候你不得不需要进行一些这样的测试。你得注意它们不一定会对电路造成伤害，但是我和读者们应该注意到它们也可能带来害处，因此尽量避免这些操作,如果你不是必须去做的话。

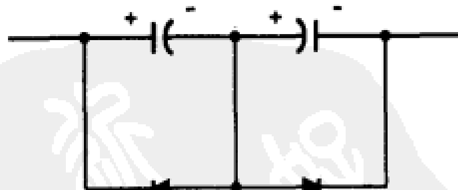


图13-3 该电路会使你的钽电容免受反转的破坏

对钽电容来说，在没有外在刺激的时候我很少看到它们失效。我使用过很多便宜的钽电容，比我预想的都要耐用得多。但你必须确保它们不会受到大的反向电压的冲击，我建议不要超过图13-3中的范围。

使用电流探测器去寻找短路是一种可行的技术，但是我不理解你怎么把电流探头夹在板子上。我在该系列专题第2章里提到的直流微伏表能让你找到这样的直流短路。如果我需要维修许多板子的话，我确信一个音频输出和一个微伏表将会是相当有用的。

虽然我从没有见到过悬浮式TTL门的问题，但你对图13-2中那样的电路提出警告还是挺对的。

RAP

你好 Bob:

作为这方面有着30年经验的老手，我研究了一些你没有提到过的东西：

（1）LS逻辑电路的输入是不能加负脉冲的。我见过的最差的芯片是74LS86，它悬起了好几微秒，使得别的电路完全混乱了。另一个比较差的芯片是74LS75，经过一个负脉冲后它可能进入任何逻辑值但在下一个脉冲周期又恢复了。

161

（2）我曾经遇到过一些使用了7470、-73、-76、-107、-109、-110或者-111的电路，不管在时钟周期来的时候是高电平还是低电平，都保持在预设或重设时的电平高度。这种不正常的行为通常发生在时钟保持高电平不变的情况下。

J.Koontz
Chief Engineer
Computer Automation
Irvine, CA

你好 Bob:

如果一位工程师想知道如何从根本上合理地控制电磁干扰（EMI），他（她）应该好好地看一下电视或者高频头的底座。很有可能内部的辐射会产生15kHz~950MHz的满足FCC第15部分规则的信号。显然，大部分电视不可能依赖它们的塑料外壳来阻断辐射。

最近一段时间我一直在设法验证那些没有使用基本的辐射密封的器件。这些方法可以追溯到包含诸如馈通电容、铁氧体颗粒、环形线圈的电子管电路时代。这些方法中还包括使用一些小断面、低成本的镀锡铁盒来阻断辐射的器件。把那样的五面小盒焊到电脑主板上就把辐射的器件完全包围在六面体中了。注意电视接收器的电路板是具有足够的接地区域的。

如果你在设计中没有考虑抗电磁干扰，别人就必须再设计一些补充性的东西来修正你糟糕的设计了。

下面是一些需要考虑的地方：

（1）对于含有射频数字或模拟信号的电路，应尽可能把接地连在电路板的一面。请确保接地与主电路层之间是低感的——即使走线是穿过边缘的连接层也是一样的。

（2）请在所有的输入或输出线上加入T或者LRC滤波器。电阻应该尽量远离发热的电路。应尽可能使用大阻值，如1kΩ，这些电阻除了滤除噪声还会使任何互联线构成的谐振电路变得“低Q”。你必须小心选择合适的电阻和电容以便不会对线上的信号造成负面影响。电容应该使用10pF到0.01μF之间的陶瓷电容，具体的数值取决于你的信号源。探测一下每根滤波线以保证只存在需要的信号。

（3）探试每一块电路板以确定最大的辐射出现在什么地方。利用金属箔条来检测在什么地方放置金属保护罩最有效。临时焊一个保护罩到地面上来检测这种

方法的有效性。

（4）你应该对买到的如磁盘或电源一类元件的输入/输出线的滤波性能和抗辐射性能进行检查。

（5）使用商业滤波器或别的合适的替代品来对电路的输入进行滤波以检验任何的传导干扰是否都低于要求值20dB。

162

（6）在正常操作的时候请检查你的电路的输入/输出线以便在出问题的时候可以找到不正常信号的来源。同样，应保证任何传导干扰都低于要求值20dB。

（7）不管你怎么测量设计中的近场辐射，这些辐射都应该比3米辐射限制低至少20dB。为了进行这样的测试，你将需要一个电磁屏蔽测试室。

Thomas L. Fischer
Pacific West Electronics
Costa Mesa, CA

你好 Bob:

你建议在电源的输出端上并联“非反转”二极管以保护电路不会发生电源流向的反转（见图13-4），但是，如果电源真地被反转，电流将会流过二极管，这将会使二极管退化甚至损坏。记住，二极管本身也是电路的一部分。相反，我建议将二极管串联在电源的输入引脚上（见图13-4b）。

现在板子受到了保护，而且二极管上根本没有电流。

Marvin Smith
Harbor City, CA

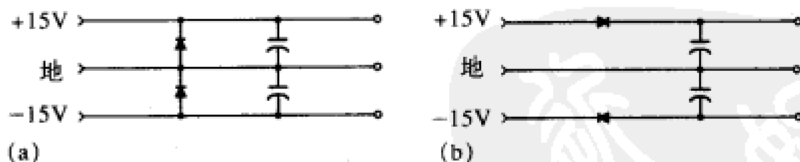


图13-4 与应用有关，你可能会通过（a）串联或（b）电源引脚来连接抗反转二极管，或者二种方式都采用

你好 Smith先生：

在某些情况下你是对的，我想我没有提到它们是我的过失。比如，如果你有电池的话，把二极管在正确的路径上串联可能是合适的。然后，如果发生了翻转，电池也不会短路，并且也可以避免对电池和它附近的元件的伤害。然而，如果你用的是5V的总线，与电源串联的二极管可能会消耗掉大部分的电压，还可能损坏电源的整流。

即使有15V的电源，这时浪费掉的功率是可以接受的，电源的振荡和可怜的整

流特性也会对它所驱动的电路的精确性造成损害。二极管的阻抗可能会使整流特性变差。因此，在稳压器驱动电源总线的情况下，应该使用并联防反转二极管。当然，这种方法假设稳压器是可以防止短路的。

Smith先生，你的电路里最糟糕的部分是在某根电源供应线脱落或者没有连接上时就显露出来了。那时，－14V的总线可能会被拉到＋5V或者＋10V，这取决于在＋14V和－14V的总线间的负载是什么。很多线性电路在它们的负电平被拉高到地电位以上时会变得非常不正常。就算IC电路不会出问题，电源的电解旁路电容也会被加上反向偏压，可能会造成破坏性的结果。

163

因此，Smith先生，你会不会觉得在你的电路上加上一对附加的防反转整流管会是个好主意呢？

现在，在什么情况下设计师们会在不加上并联防反转二极管的情况下把你的串联二极管合并起来呢？答案是：低电压、高电流或者校准得很好的应用。

当然，你是对的，整流管应该可以承受整流器的短路电流。幸运的是，可以承受3A电流的1N5400只要19￠一个。

谢谢你的意见。你是一个聪明的“问题权威”。祝好。

RAP

Czar of Floobydust

附记：让我们谈谈你在使用了一对电池作电源的电路中串联二极管的问题吧。现在，如果你把14V的总线短接，你怎么能保证不把你的整流管烧坏呢？可能你需要给每个二极管串联一根熔断器吧？可能我应该给我的电源总线串联根熔断器？这也说明事情不再是那么简单了。

我最近设计了一个电路[1]来满足一个客户的要求，他不想承受串联损耗和并联开关的问题带来的缺点。在图13-5中，当电池的极性是对的时候，FET导通，但是当电池的极性反转的时候，FET关断。那些便宜的FET的R_{ON}现在非常低，因此与二极管的0.5V相比串联损耗要好得多。是的，这些电路看起来很可笑，但是它确实工作得很好。

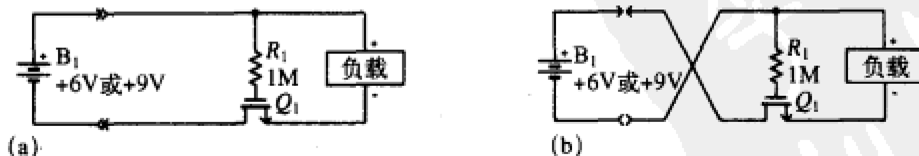


图13-5　这一简单电路避免了串联和并联二极管方式的坏处。R_1的值并不重要，1MΩ可以保护晶体管。如果电源电压高于15V，可能需要对V_{GATE}进行钳位或衰减，以此避免栅的过压力。有很多种合适的增强型MOSFET，例如IRF511或类似器件

你好 Bob:

为了给测试电路加上探测头，我将电容或电阻用环氧树脂粘在冰棍棒的一头，然后让部件的导线短一些，大概1/4 in，再把一个角切掉形成一个精确的触点，这样就可以将身体和手指的电容与这个组件的电容隔离了。

冰棍棒与直接将元件放在你的手指上或者放在热缩管上相比有两个好处。首先，冰棍棒比热缩管更硬。再者，棍子多出来的部分更便于用手拿。我已经弄了一盒子这样处理过的电阻和电容了，这些都是相当高效和便携的工具。 [164]

John Ardizzoni
M/A-COM
Lowell, MA

亲爱的Ardizzoni先生：

如果你看一看合适的杂志，适合RF设计师看的那些，你可能会找到一些类似“调谐棒”的广告，可以买到从0.1pF~1000pF的。你可以在American Technical Ceramics 公司买到已经做好的这些元件，大约50美元一套，其中共20个。地址是：American Technical Ceramics Corp., 1 Norden Lane, Huntington Station NY 11746-2102 (516) 271-9600。显然他们认为你的想法很好——他们认为他们的顾客会买已经做好的东西而不是冰棍棒，它们有着灵巧的塑料杆。但是你自己做的时候，可以在几分钟内做出你想要的任何值。

RAP

亲爱的Bob:

我用Tempil公司（South Plainfield, NJ）的测温示色液来监控金属盒和塑料封装中的功率器件的温度，比如TO-220器件。我在自己开发的和从别的地方运过来的单元上都用这种涂料。

物体有不同的温度级别。我在每个器件的上部都涂上一定温度范围的涂料。如果一个器件发热，在某个温度上这个温度级别的涂料就会熔化，从而永久地改变物体的颜色。

我也用这种涂料来探明不同的热“导电”、绝缘垫圈的关联效应。这些垫圈将功率器件和它的散热片隔开。我测量这些涂料在器件加电后改变状态的时间。

我发现硅基底人造橡胶垫圈在TO-220中根本不起作用，其中安装的螺丝是偏离中心的。这就使得垫圈的一端是紧的，另一端是松的，从而导致了较差的热传导。我不明白为什么要把这些垫圈制造出来，难道制造者们在供应它们之前就没有试一下吗？

垫圈并不是唯一的问题，因为一个TO-220样本器件会迅速变热，因此我需要找出到底是什么原因。我打开封装，发现芯片松动了，其中只有15%左右的芯片

和基底连接在一起。因为这次的经验，我此后再也不用这家制造商的产品了。

Bill Sturgeon

Sturgeon Engineering Co.

165 Petrollia, CA

亲爱的 Sturgeon 先生：

谢谢你的提示。我们实验室里的大多数人不用测温示色液，但是这是个好建议。我们在外包装上使用热电偶以及在芯片上使用二极管。

RAP

亲爱的 Bob：

那么，你对电子表格有什么意见呢？

匿名者

亲爱的匿名者：

对线性电路设计来说，没那么好。通常，我非常厌恶它们，因为它们给你答案，但是不会告诉你什么是重要的。还有，有时候电子表格也会对你撒谎。当它们撒谎的时候，大多数人仍然会相信它们，从不会检查一下。我们已经有过很多电子表格出错的例子，而且这些错误在很长时间内都没有改正，没人怀疑，甚至没有人感到不对劲。到最后我们做总体检查的时候才发现得到的答案是如此愚蠢，以至于几乎没人愿意检查一下看看它们是否有意义。就像计算机输出的其他形式一样，你不应该盲目相信电子表格（和它们的结果）。

RAP

亲爱的 Bob：

你是对的。大多数人，即使是本应该知道得更多的技术人员，都倾向于把任何数据显示或者电脑示值当做刻在石头上的真理，而不管是什么不完备的机制产生的数字。他们有时甚至对在凝胶上乱划的数字也心存敬畏。

回到1960年代，有个故事广为流传，是关于测试工厂里一台新的模拟计算机的见习工程师的。他跑到首席工程师那里，手里拿着一沓打印结果。“看，”他兴奋地说，“我已经得出了我们能源车间的加热和空调系统的仿真结果，可以让车间的效率翻番！”首席工程师仔细看了一下这些打印结果，然后指着流程图说：“对，但是看这里，17°F（华氏度＝摄氏度×（9/5）+32）的水在水泵里早就结冰了。”

虽然你在用这些很棒的新仪器的时候遭遇到挫折，但你的目标是正确的。我非常憎恨但是看上去发生得越来越多的一件事就是茫然地盯着屏幕或光标，并且心里非常清楚它顽固地不肯执行你的请求几乎肯定是因为你对它的菜单理解得不 166

好，也很可能是因为你没有把它的用户手册通读一遍，尽管你已经决定下周有空就看了。加油好好工作吧。

Reginald W. Neale
Connoisseur of Solder Globs
Rochester, NY

亲爱的Neale先生：

谢谢你的信。但是，如果可以用一点点防冻剂的话，华氏17度的水也不会冻成冰，那这也不是一个那么坏的主意。我所预见的真正问题是在冬天你很容易就能得到华氏17度的水，但是你并不需要，而到了夏天你真想要的时候，把它冷却到那个温度的成本就很高了。也许你需要的是能与有着12 000mile长的延长线的太阳能夜灯相当的波导管。

RAP

亲爱的Bob：

我对你在1989年11月23日那期EDN的第34页上发表的道歉非常疑惑。我知道二极管连接的三极管，并且我们经常会用到。然而，我们把基极和发射极连接，然后使用基极－集电极结。这个结的击穿电压和晶体管的最大V_{CE}额定值几乎相同。如果我们用你的方法，从数据手册上来看，击穿电压的典型额定值大约只有5~7V。一般来说，我需要更大的击穿电压。

John Paul Hoffman
Caterpillar Inc.
Peoria, IL

亲爱的Hoffman先生：

你是对的，与基极－发射极结相比，集电极－基极结可以承受更高的电压，但是速度也相应较慢。

RAP

亲爱的Bob：

几年前，我第一次搬到新房子里连好音响时，左声道让输出级晶体管备受煎熬。功率放大器的反馈很重，是A类或AB类的标准设计。它有一个旋钮，可以用来调节输出级的稳定电流，但我发现当增加左声道的稳定电流时，左输出级会在稳定电流达到某一个值时跑调，而右声道不会出任何问题。 167

现在我很疑惑，两个一模一样的电路，一个好好的，另一个却不能正常调节。我注意到，如果我用示波器来探测左声道的某个特定结点，它就不会跑调。示波

器没有显示出任何异常，但是我怀疑某些原因使电路振荡了。

现在，有一个非常重要的细节：我的新家和一个有很多天线的山顶相隔两个街区，山上有一个970kHz的AM广播站。我的音响的功率放大器的带宽远大于1MHz。我发现如果把一个0.1μF的电容连在电源线入口和底板接地之间，一切都没问题。电磁干扰沿电源线传输，使得电路产生破坏性的振荡。在示波器上看不到振荡，是因为示波器的地线将电磁干扰与电源线的地短路了。

我学到了：

(1) 不一定要一模一样的电路。

(2) 在工作台上可以勉强工作的设计在实际应用中可能会失效。

(3) 要在每个方面找线索。

再次向某些伟大的文章致谢！

Steve Coffman
NovaTest
Beaverton, OR

亲爱的 Coffman 先生：

我想你忘了第四点：

(4) 如果说某些带宽是好的并且更大的带宽是更好的，那么最宽的带宽不一定就是最好的——它可能会带来灾难性的后果！让一个功率放大器有最大的带宽是带来麻烦的一个好方法。但是我发现一件很有趣的事，970kHz的电磁干扰进入了电源线，但是没有进入扬声器的电缆。

RAP

亲爱的 Bob：

上个月，我和我的家人去看了莫斯科马戏团的表演。演出结束时，我坐在那里，希望它还没有结束，我对你的系列文章有着相同的感受。随信附上给EDN的信的复件，请求将整个系列修订出版。我也必须亲自给你写信来谢谢你。

168

你提到了我过去二十多年在电子领域学到的很多东西（更多是我没有学到过的），并且把这么多信息浓缩到本质上。这是件很不容易的事情。我为DECUS（数字设备计算机用户协会）写过文章并做过编辑工作，我知道你为那个系列投入了多少精力。太棒了！

我可能是非常幸运的。我的工作涉及放射治疗设备和电脑等的服务、重新设计和增强功能。这项工作涉及从直流到S波段微波、模拟和数字、微微安到兆瓦的范围。（困难但有趣的部分是在两个极端，使用微微安工作或者高功率电路，在这里一个并非少见的元件的失效模式是“消失不见”。）

我最后把我的原则总结成三条戒律。(上帝有十戒，但是我一次想到多于一件事就会出问题，因此三条就够了。)

(1) 你能用的工具越多越好，但是要确定你知道怎么用这些工具。如果你不知道操作程序，不知道测试设备的性能和限制，不知道设备会对 “测试” 的电路做什么，你就是在欺骗你自己（一个极端的例子是微波。在这里，仅仅拿掉电路的外罩就会有影响)。

(2) 将你的眼罩拿掉（不要卷入模拟和数字的口水战中)。不要仅依赖于你喜欢的测量仪器而放弃其他的。相反，你要知道没有什么测量仪器对所有的问题都有效，没有什么通用电路在所有情况下都很好。同理（使用一个老笑话)，“永远不要相信任何人，即使是你最喜欢的。” 对于任何已成文的规范也同样如此。

(3) 最后，如果你不理解它，你就修不好它。这是最简单的，也是最难的。就算有最后期限，你也要花时间来学习电路图、服务手册、操作指南和任何在你把电路的外壳拿掉之前可以找到的东西。

再次感谢你无价的工作。

Frank R. Borger
Michael Reese/University of Chicago
Center for Radiation Therapy
Chicago. Illinois

亲爱的 Borger 先生：

你在看马戏团表演的时候想到我的文章了？很有趣——我经常会想起动物园。当你开始进行故障诊断工作的时候，事情通常会变得很奇怪。

谢谢你的来信。我喜欢你的三条戒律。你的第三条戒律里，我对 “如果你不理解它，你就修不好它” 不是非常同意，不过如果你不懂，的确会让修理某个东西变得很困难。

RAP

169

亲爱的 Bob：

你写了一系列很精彩的文章，就像你通常做的那样。这个系列使我想起以前可以经常修好东西的日子。把这种智慧传到下一代手里以保存工程发展领域的常识，是非常必要的。

但是，就像我们这些老家伙那样，你在某些地方有些闪失，也就是：孔眼已经过时了，尤其是在多层板上。对需要改变元件的双面实验板和单面板来说，它们还是可以用的。在后一种情况中，孔眼插槽被用在完成的电路上，用来固定所

有的元件。在多层板中使用孔眼将会弄坏电镀柱体，经常会导致内部铜层的隔离。在测试时，这看起来好像只是温度引起的间歇性问题；只有在到了用户手中或者使用时才变成硬伤。现在好的电镀工艺可以用合理的成本制造出很好的电镀通孔，所以应该试一试它们。

印制线路板上固定垫圈的使用是非常危险的。在一家公司里，我们花了很多钱，试图知道为什么螺丝钉总是从它们的孔里掉出来，使它们固定的电路板从基底上松动。在一次热/振动测试中发生了这个问题。在没有热测试的振动测试中使用同一块板，就没有出现螺丝钉松动的情况。热循环是产生问题的原因所在。它使得线路板膨胀，接近玻璃的转化温度（125℃）时会使板变形以减轻压力。当这个装置冷却时，没有激励可以让材料流回间隙去，因此，板就变松了。无论是星形或贝氏弹簧形弹簧垫圈最终都会使这点松动，这导致要求的电接触即使不会完全消失，也会变差。如果可能的话，应该尽可能使用焊接。如果螺丝钉是必要的，应该把板做得尽可能得大，螺丝钉下的垫圈尽可能宽，以此来分散负荷并尽可能增大连接点的寿命。

最近，我发现在被焊到电路板上时表面贴装电容的一个潜在问题。如果有焊剂遗留在电容器下面，电容值就会超出电容器的标注值。如果没有把所有的焊剂洗掉，就会使电容值超过规定。先用溶剂再用洗洁精清洗可以解决这个问题。

继续写些有实际意义的文章吧，我们将受益匪浅。

Richard T. Lamoureux
Hawthorne, CA

RAP的答复：

嗯，我认为你是对的。在这个领域里，你比我更有眼力、更有经验。谢谢你的提示。你说除非放在空调恒温间里，否则即使电路板上自身发热不是很大，螺丝钉也可能会松动。唔，谢谢你的提示！

RAP

亲爱的 Bob：

[170] 我非常喜欢你最近的故障诊断方面的文章。虽然我在很大程度上并不是一个模拟电路设计师，但我这几年在数字系统设计、开发、调试方面得到了很多经验。很少有人重视我们使用的艺术性的或者叫“按部就班”的技术。我最近在指导一个设计电路的人，他仅花了几天来做实际的逻辑设计，而花了几个月的时间（断断续续的）来准备这个设计，以便其他人可以实现它（印制电路板）。他非常吃惊，因为他在学校里从来没有学过这些。他仍然需要得到电路集，得到元件（很重要的工作），还要调试它。无需多言，对新手来说，这是很有意义的经历。即使对像

我这样有经验的设计者来说，它也是一项重要的任务。

下面这个事实可能源于我这些年形成的一种态度：我总会预想到最坏的情况，惊异于全部电路竟然都可以工作。我很少失望，并以此为指导思想来设计。（我在Bob的文章中也发现了这种思想。）

我碰到了很多有恰好与此相反想法的人：他们总是预期最好的情况，惊异于电路竟然不工作。我对这种人没有太大耐心。他们或者是天才（我从事这一行的这么多年里碰到过那么两三个），或者从没有完成过设计和调试的流程。这的确是个令人羞辱的过程。

另一条在Bob的文章里略为谈到过的意见：当我告诉别人我坐在桌子边上用欧姆表解决了大部分问题时，他们通常会大吃一惊。这个事实很明白地指出了这些年中一半的问题所在——互连问题。

John D. Loop
Research Engineer
BellSouth
Atlanta, GA

RAP的意见：

我没发现欧姆表有那么大的用处，不过我同意有很多发现问题的不同方法。我想我通过阅读来解决了一半左右的问题——电路图、数据手册、用户需求、规格表、测试结果和测试条件。因此，我想你可以说我的一半问题都来自交流中的不良结点。

RAP

参考文献

[1] Pease, Robert A., “Protection Circuit Cuts Voltage Loss,” *Electronic Design*, June 14, 1990, p. 77.

171

第 14 章　实际电路及实际故障

"祝贺你！你是一个新品牌的高档汽车的主人了。它用古老的最高工艺，并由最好的计算机工程师制成，可以保证你行驶很长的路程而不出现故障。不会出现任何问题！"

如果发生了一些问题，可在表14-1中找到检修方法。

表14-1　故障检修表

问题：汽车不开动了。

问题的描述	解决方法
灰缸满了	使用清空灰缸的电脑程序
燃料箱空了	购买燃料
燃料到达不了发动机	替换掉燃料注入电脑
打火器打不着火	替换掉打火电脑
控制台屏幕显示："电脑故障"	准备好支票本，用拖车将车拖至最近的Varoom指定的维修点去修理

好吧，知道五个问题中的四个可以被车的主人自己解决，这是一件很好的事情。但是就个人来说，我宁愿去开一辆可以为普通人所组装并检修的汽车。接下去，会有人问我，我开什么车才符合上面的描述呢？一辆1968款的大众甲壳虫。(我的妻子有一辆新一些的，她那辆是1969款的甲壳虫。）如果它开动不了（这种情况通常是不会发生的)，我知道如何去维修。我需要看什么表格吗？是的，但不是在书里，而是在我的脑子里。如果我怀疑化油器或是燃油泵有问题，那我会怎么去做呢？我会把一大匙的汽油倒人化油器的注入口。如果它打着火并开动了，之后又熄火了，我知道油路通了，但是化油器还不能工作。这样，我就有好多的事情可以去做——例如，在汽车顶部绑定一加仑的汽油来为汽车提供燃料，不需要什么泵。我从来没做过那些事，但是我见过我的朋友做过。

如果我怀疑打火器，我总是有很多方法来检查是不是打火器的问题。检查计时器，换一个空闲的打火点，旋动配电器，可以做任何需要做的事情。我在车内准备了足够的零件，如果在高速公路上遇到大众汽车抛锚，我就可以帮上忙。我也会多准备一个备用的回邮信封在车里，当我帮助一个人而最后又不能解决故障，甚至找不到故障在哪儿时，我把这个信封给他，之后他可以把信寄给我告诉我毛病到底出在哪里。

去年，我收到了一个开着一辆1970款大众汽车在Bayshore抛锚的司机的回信。

当天我们没有找到毛病出在什么地方。在信里，他解释说油表总是显示油缸里有四分之三的油，因为那个油表出了问题，这也就是汽油耗尽了他还不知道的原因。很不幸，卖给他车的人并没有提醒他。

因此，如果我一直开一辆汽车，我就会知道关于这辆车所需要知道的每一个问题。(接下去，有人会说“好吧，但你不可能永远开那辆1968款的大众甲壳虫吧”。你可以那么说，但是你是错误的。我可以买下足够的1968款大众甲壳虫，够我开五十年的。在加州有很多车况不错的1968款大众车。)

172

14.1 回到电子电路上来

就像很多汽车被设计成仅需更换零部件就可以修理那样，很多电路和系统被设计成插入卡片的形式，这样没有一个地方是可以修理的。甚至最容易修理的电路，也习惯上被认为是不可修理的。事实上，这种“坏了就扔掉”模块的出现曾引起了一场争论。我个人是不赞成的，它并不是必不可少的。两个星期之前，我的便携式康柏电脑出了故障不工作了——我常用这台电脑来处理文字。当我试着去阅读它的技术手册来找出修理这台电脑的建议时，它告诉我试着用诊断软件来找出问题所在。这是多么无用的建议啊——CRT显示器和其他的功能全都失效了，因此我不可能运行它所建议的诊断软件。很幸运，我认识几个技术人员，在他们的眼里从来都没有什么“不可修理”的概念。鲍尔做了检修并发现了一个短路的整流器，因此换了一个新的，这使得我在几天之内就摆脱了这个烦恼。如果我不得不把它送到修理店去，我讨厌去想这要花去多少钱和时间，来仅换一个两美元的整流器。我敢肯定这个电源卡至少会花去我90美元之多，更不用说还有人工费用了。

去年当我在加德满都的时候，我看到了几个工人在修理一些在美国根本不值得去耗费劳动的事情。但尼泊尔人没有足够的钱来建成一个浪费的社会，所以他们就在修理上下了很大的功夫。汽车、轮胎、火炉、工具——任何的仪器设备都可以修理，通常是这样的。(如果它们不能修理，那么可以将它们循环使用。)我支持这种做法，我本人也愿意多花几个小时来维修一些东西，而不是仅仅替换掉它们。为什么？因为我经常可以从中学到一些东西。

以前我拥有一辆老式的1970款的大众汽车，现在已经被我淘汰，因为它已经跑了249 850km，并且漏油很严重，我想可能是由一个裂口造成的。当我开始仔细拆开发动机时，我发现那不是一个裂口，而是用来固定冷油器的螺栓完全松了。那么，它们为什么会松呢？因为在螺钉帽上没有垫圈。在以后每当有人修理我的汽车的发动机时，我都会让他们加上垫圈以减小螺钉松动的可能性。这是一个经验教训，值得我去付出努力。

那么，假定我们可以做一些故障检测和维修工作，而不是仅仅把这些电路扔进垃圾箱。有一天我和一个人谈话，他说：“Bob，注意区分实验室里的故障维修和

实际工业中的故障维修”。我想我不知道这个区别是什么。不管在实验室还是在实际工业中，故障维修都是很重要的，并且花费很少的时间和金钱就可以换来很大的回报。当然，在某些时候，你也可能会付出很多努力，但是什么也没得到。

在其他各种系统中，检修也是一门艺术，并可以通过实践来不断发展。你必须去研究失效模式、误用方式、替换损坏部分的步骤、文档，以及其他我们讨论过的所有事情。但是，具体又要怎么做呢？让我们来看下面的关于简单的运算放大器反相器的例子。

173

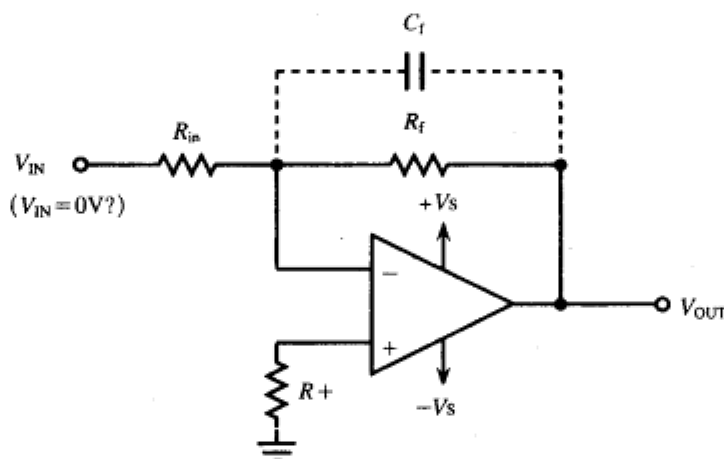


图14-1　基本的运算放大器反相器

表14-2　反相运算放大器的故障诊断

问题的现象	可能的原因	解决方法
输出电压偏移超过了限度（当输入是零的时候）	反馈电阻过高	使用小的反馈电阻R_f或是减小I_b来改善放大器
	振荡引起了漂移	使用示波器来检测振荡
	寄生路径导致输入电流渗漏	检查电路板及插头插座是否被污染或损坏
	R_+的值错误	使$R_+ = R_{in} \| R_f$
	反相放大器的V_{os}太高了	V_{out}应该小于$V_{os} \times [(R_f / R_{in})+1]$。使用一个$V_{os}$限制器或一个更好的放大器来获取低的$V_{os}$
	放大器超出了规格	如果所有其他的原因都不对，那就拆除运算放大器再测试电路
输出被限制在一个电源的幅度附近	没有其他的电源输入	检测元件上每一个端点的电压而不仅仅是电路板上端点的电压
	输出被短路了	看看放大器是不是变热了，检测连续性
	放大器坏了	将放大器拆下来再测试看看
输出振荡	输入振荡	检查输入

（续）

问题的现象	可能的原因	解决方法
输出振荡	电源振荡	检查每一个电源
	电源旁路电容失效或不合适	试试更多的电容，离元件近一点或是采用更大更好的电容
	电容负载过重	找根电缆，检查电容负载
	没有反馈电容	参看手册，试试不同值的C_f
	在空气中振荡	关掉电源再观察
	补偿电容太小了（LM301A或类似的电容）	试着增加电容
	输出间歇性振荡	检查输出是否有回响（参见“Pease法则”）
输出失真	负载过重	检查阻性和感抗负载
	输入失真	检查输入
	转换速率失真	用较低幅度或频率的输入去测试
增益不好	电阻性能不好或是阻值错误	检查电阻标值和性能
	在一些电平上振荡	在工作区中检测振荡
一般来说	放大器是不是坏了	换一个好的放大器
	新换的放大器也是“坏的”	把“坏的”放大器接到一个好的电路上
“没有输出？”（输出电压为0V）	输出短路或是接地了	放大器过热。关掉电源、检查电阻值
其他	放大器的V_{os}过低（实际上这样的放大器是很好的）	通过电阻接入信号看输出是否有变化

174

现在，这个表格最好的是什么？它能解决你使用放大器时所遇到的所有问题？当然不！你一定会遇到我没有见过的甚至都没有想到过的电路和问题——这样的电路需要的帮助比这个表格提供的要多得多。

那么，这个表格给了你适用于任何电路的常用的解决方法了吗？这是个不错的想法，并且有一些价值，但这还不是最有价值的事情。

好吧，那么这个表格最有价值的东西到底是什么呢？其实它最有价值的地方就是你可以建立一个自己的维修表格。既不必做到完美，也不用做到才华横溢或者不出错误，既不必记录完美的笔记，也不必制订一个完美的计划然后一点不差地一步一步去执行，你甚至不用把这些计划写下来，尽管那是一个不错的主意。你除了偶尔动动脑筋之外，不必做任何事情。只要你开动脑筋用怀疑的方式去想了，你就可以猜出检修方法，得到永远超过我的好答案。你拥有一个你自己熟悉的系统、你自己的仪器、你自己的朋友。总而言之，你能解决别人所不能解决的问题。所以，我想我得承认一些自信对于你来说是一个有用的工具。如果你懂得一些特殊的技能，那将对你很有好处。我从没有告诉过你我知道任何事情，但是

我敢打赌在这本书中提到的一些技能是很有用的。

我还得给其他一些基本电路做一些说明。它们也许不会解决所有的问题，但是它们会提供一些解决电路问题所需要的有广度和深度的思想。

例子：

- ❑ 单晶体管放大器
- ❑ 阴极稳压器（利用LM337来实现）
- ❑ 绝对值电路
- ❑ 使用LM3524的开关稳压器
- ❑ 阳极稳压器（利用LM317来实现）
- ❑ 723型稳压器
- ❑ 仪表放大器
- ❑ 使用LM2575的开关稳压器

175

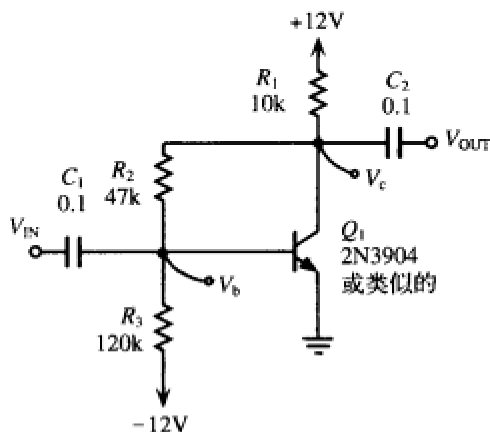


图14-2　基本的单晶体管放大器

表14-3　单晶体管放大器的问题解决方法

问题的现象	可能的原因	解决方法
输出错误的直流电位		
集电极电压为+12V	R_2损坏或是丢失	检查电阻和电压 在R_2处接入47k电阻
	R_3短路	找到短路点
	R_1短路	找到短路点
集电极电压为+10V	Q_1的基极短路	测量基极电压
	Q_1的集电极开路	检查c-b结
集电极电压为+0.7V	R_3损坏或是丢失还是开路	检查电阻。在R_3处接入120k的电阻
	R_1或R_2值错误	检查电阻
	集电极－基极短路	找到短路点或短路的晶体管
集电极电压是0V	集电极接地	找到短路点或短路的晶体管
基极电压错误		
基极电压为3V	接合处焊料丢失	确定基极和发射极连接得很好
	基极－发射极的连接处膨胀	替换Q_1
	晶体管是PNP型的	再检查
基极电压为－3V	阻值错误	检查电阻

（续）

问题的现象	可能的原因	解 决 方 法
	输入信号太大	用示波器检查
没有增益或是增益很不好	电容丢失或是其值太小	与C_1或C_2并联一个好的电容
	直流偏置不对	像上面那样检查直流电平
	Q_1装反了	检查
振荡	一般情况	研究振荡频率
	电源振荡	检查电源，增加旁路
	负载振荡	将Q_1的基极接地，看看集电极
	负载导致Q_1振荡	移去负载，研究负载
增益低（未反相）	晶体管损坏	像上面那样检查
	PNP晶体管	检查

176

14.1.1 关于单晶体管放大器故障维修表的评注

这个电路和多晶体管电路有着很多相似的地方，它对帮助你练习并提高检修能力来说是一个很好的电路。DVM不是一个没有用处的工具，但是一台示波器的用处会更大。

现在让我们来看看阳极（可调型）稳压器。

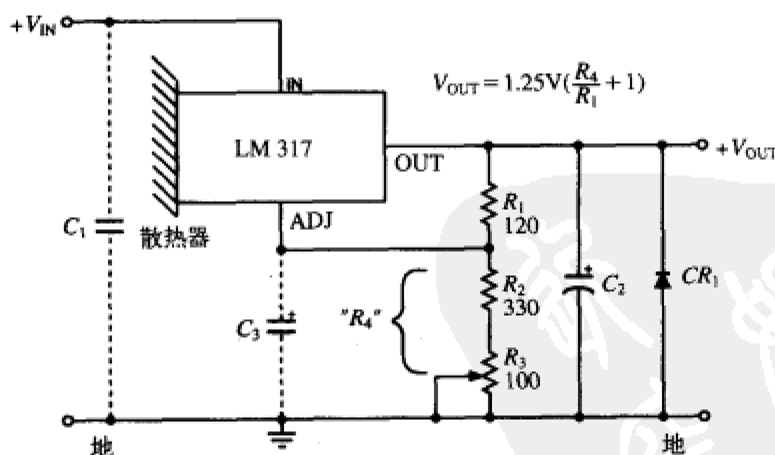


图14-3 阳极可调型稳压器

表14-4 阳极可调型稳压器的故障诊断

问题的现象	可能的原因	解 决 方 法
输出电压太低	输入太低	用示波器检查输入
	R_2或是R_3短路	检查电阻
	C_3短路或是装反了	检查C_3或是移除
	负载短路或是负载过大	元件变热。试着断开负载

（续）

问题的现象	可能的原因	解 决 方 法
	CR_1短路或是装反了	检查二极管
	C_2短路或是装反了	检查C_2或是移除
	ADJ节点泄漏	电路板是否被污染
	输出是－0.8V	输出和电源之间短路
输出电压太高了	LM317的Pot wiper断路	检查LM317的电压
	R_1太低了	检查电阻值
	输入电压太高	用示波器检查
	ADJ节点泄漏	电路板是否被污染
输出振荡	一般情况	注意频率
	检查C_1	C_1应该在0.1μF或者以上，参见数据手册
	负载冲击过高	提高C_2的值看看有什么帮助
输出噪声过大	输入噪声过大	研究输入的噪声，增加C_1、C_2或是C_3
	负载噪声过大或是有跳跃	增加C_2并看看会发生什么。用同样的办法处理C_1和C_3
输出漂移，超出了正常范围	元件过热	增加散热片。散热＝$(I_{load})\times(V_{in}-V_{out})$
输出随着I_{load}变化漂移变大	R_1连得离负载太近了（糟糕的开尔文连接）	把R_1和LM317的输出直接相连（用与负载连接不同的线来连）
	负载引起振荡	在不同的负载下用示波器检查。参考“Pease法则”
以上各条都没能解决问题	整个元件就是坏的	换一个稳压器

177

14.1.2　关于LM317稳压器故障维修表的评注

LM317通常是很好用的，但是如果使用者粗心大意以致于忽略了表格中所列的条款，它们也会出问题。这张表里包含了可能需要解决的大部分问题。LM350、LM338、LM396的基本故障检修方法当然也可以参考表14-3。但是需要注意，LM396的接口和其他的并不兼容。

这个表格中的一部分是用来检修稳压器的，比如时下流行的可以买到5V、12V、15V等规格的LM340和LM7800。

这样的电路用多了以后，你应该有一个小的带有电线插座的面包板，这样你就可以检查IC芯片，看问题到底是由IC芯片引起的，还是由电路引起的。当你这样做的时候，要记得负载调节可能很一般，除非你有一个很好的开尔文插槽；如果没有散热片，元件很快就会变得很热。现在我们来看一下阴极稳压器，它和阳

极稳压器大部分是相同的，所以我们只需要在表14-4中列出不同的部分。

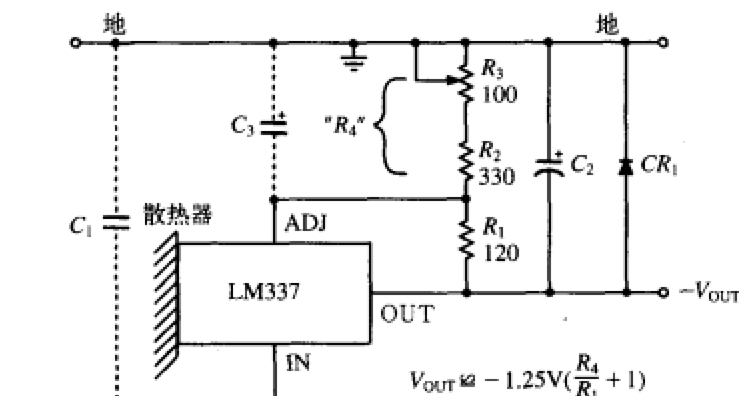


图14-4 阴极可调型稳压器

表14-5 阴极（可调型）稳压器故障维修

问题的现象	可能的原因	解决方法
直流电平错误	去查看上面关于阳极稳压器的表格	
振荡	去查看上面关于阳极稳压器的表格 另外：C_2电容不当	去查找数据手册：避免用陶瓷电容或薄膜电容。用钽电容或大的电解电容
	输出总线上连接了太多的陶瓷片	用过补偿的几十微法的钽电解电容或是几百微法的铝电解电容来淹没它们

14.1.3 关于阴极（可调型）稳压器故障维修表的评注

这些稳压器在优点以及问题方面都和阳极稳压器有相似之处，但是它对输出

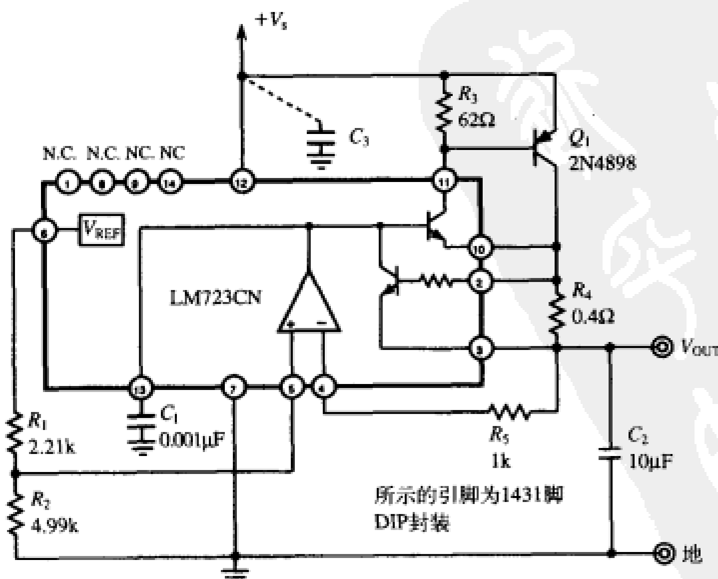


图14-5 LM723型稳压器

连接到地的电容的要求十分苛刻，正如上面所说的那样。

这些集成阴极稳压器（LM320系列，LM7900系列）同样要求在输出端有一个很好的电容来消除阻尼效应。这是固有的，因为阴极稳压器都用集电极负载来输出，你需要一个好的电容来过滤掉过度的增益。

179

表14-6　LM723型稳压器的故障维修

问题的现象	可能的原因	解决方法
输出电压有微小偏差	电阻不正确	检查R_1和R_2
	振荡	检查是否振荡
	基准电压有问题	检查节点6的电压
	放大器不好用	检查节点4、5的电压
输出电压太低了	电阻不对	检查R_1和R_2，检查节点6、5、4、3的电压
	基准电压有问题	检查节点6的电压
	补偿电容短路	检查节点13的电压和电阻
	Q_1损坏	检查节点12、11的电压。移除或更换Q_1
	R_4损坏	检测R_4的阻值
	负载过大	测量R_4上的电压降，移除负载
	输入太低	用示波器检查V_{in}
	线路板短路	重新查看上面的数据
	线路板开路	重新查看上面的数据
	LM723坏了	重新查看上面的数据。检测，更换IC
输出电压太高了	像上面一样	像上面一样
	Q_1短路了	检查节点11和节点12的电压。如果电压为0，晶体管处于关闭状态
	输入电压太高	用示波器检查V_{in}
输出不能驱动额定负载	R_4值错误	检测R_4
	Q_1损坏	检查更换Q_1
	其余什么坏掉了	重新查看上面的数据
短路电流过大	限流器损坏	检查节点2、3的电压，检查R_4更换723
负载调节效果不好	振荡	检查是否振荡
	Q_1增益很差	检查并更换Q_1
振荡	一般情况	注意频率
	C_1坏了	在C_1上增加0.001
	需要C_2	在C_2上加10μF~500μF的电容
	需要C_3	在C_3上试用不同的电容，0.1μF或是100μF或两者都加。在增加C_1的同时试验C_2和C_3
	Q_1的响应不好	用不同型号的晶体管
输出有噪声	输入有噪声	用示波器检查输入
	基准源噪声	用示波器检查节点6，在节点5上加0.1μF或1μF的聚酯薄膜电容器

（续）

问题的现象	可能的原因	解决方法
Q_1在满负荷下失效	散热片有问题	用更大的散热片
	散热片螺栓太紧或太松	调整螺栓
	振荡	检查是否振荡
	功率过高	计算功率，$IL \times (V_{in} - V_{out})$

180

14.1.4 关于LM723稳压器故障维修表的评注

正如你所看到的，有很多潜在的问题值得担心。除非特殊情况需要，现在已经很少用LM723了。我不是吓唬你，每一个要去检修老式稳压器的人都应该非常深入地了解这些电路，这样当他检测一些电压值后，立即就能说出稳压器是否正常工作。除了图表之外，他还需要在大脑中建立一些概念，否则他将花费很长的时间来处理一堆坏了的稳压器。

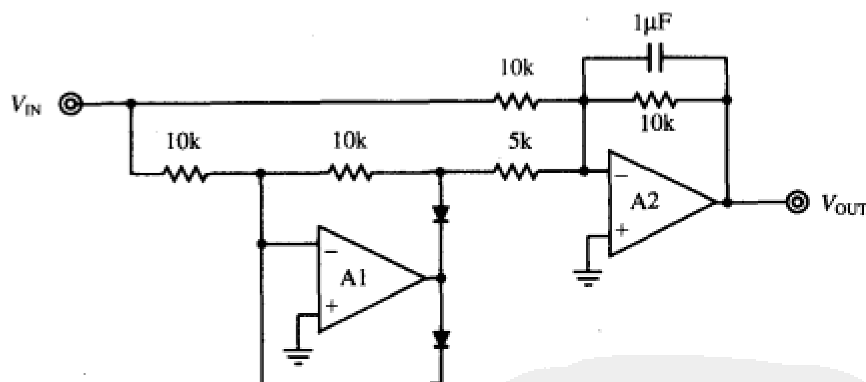


图14-6 全波整流器

表14-7 全波整流器故障维修

问题的现象	可能的原因	解决方法
输入放大器效果很差	什么原因	对反相运算放大器，把输入电压从+0.1V调至+10V，对每一步进行检测
输出放大器效果很差	什么原因	对反相运算放大器，把输入电压从－0.1V调到－10V，对每一步进行检测
	二极管有问题	检查二极管是否装反或是短路。用示波器观察A1的输出
交流响应很不好	二极管太慢	在小插槽中检验二极管，和已知的好的二极管相比较
	放大器太慢	用大的和小的交流信号来检查放大器是快是慢
直流偏差引起发热	二极管泄漏电流严重	和一个好的二极管比较

181

14.1.5 关于全波整流器故障维修表的评注

就像是其他的复杂电路那样，如果你在产品中需要采用一个像这个电路这样复杂的电路，你就应该建立一个线路板，并带有所有关键部件的插槽，这样就可以很快地测量出它们的值，从而解决问题。否则，你会被那些问题搞蒙，那是不可取的。

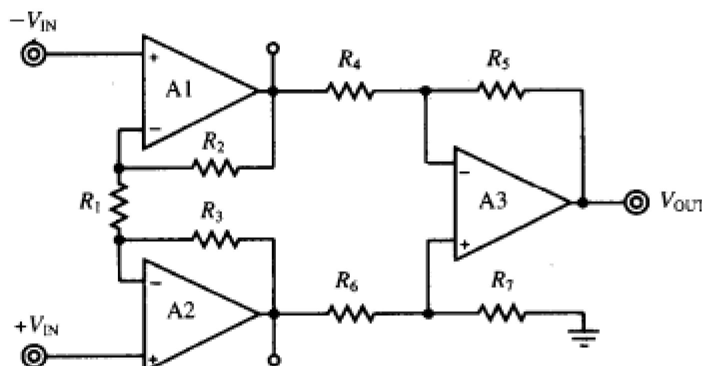


图14-7 检测仪表放大器

表14-8 检测仪表放大器故障维修

问题的现象	可能的原因	解 决 方 法
输入级工作很差	什么原因	将输入的一端接地，另一端接入信号，对反相放大器进行检修。然后交换输入端再检测
	输出级也很差	将输出级的一端输入接地，另一端接入信号，像上面那样检修
DC误差非常大	什么原因	两个输入都接地，用DVM读取各点电压。移除可能坏了的放大器并测试
共模抑制比很差	输入级	把两个输入连到一起，接以正、负电压，读出各点电压值。检查输入运算放大器的共模抑制比
	输出级	检查电阻匹配，调节范围。检查输出运算放大器

14.1.6 关于检测仪表放大器故障维修表的评注

正如上面所说的，这种电路应该有一个插槽来简化测量。这种电路检修起来的确会多费些劲，但是如果你知道怎么做才能找出故障的话也不是那么困难。

182

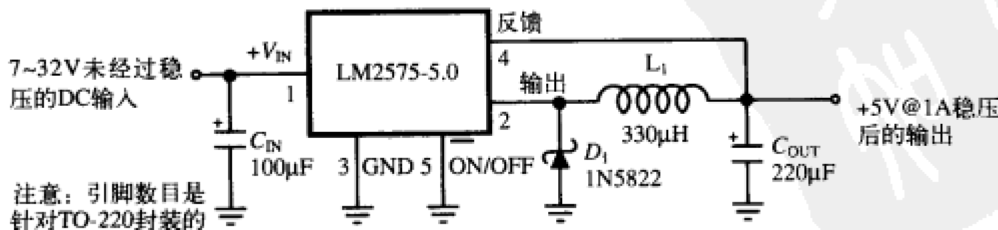


图14-8 LM2575 开关稳压器

表14-9 LM2575开关稳压器故障维修

问题的现象	可能的原因	解 决 方 法
输出电压过低	输入电压过低	用示波器检测输入电压
	输出短路或是过载	移去负载。输出接地，检查电阻
	$\overline{\text{ON}}$/OFF端没有连接好	检查节点5的电压
	整流器坏了	检查D_1的电压和电阻
	芯片坏了	检查，更换
	环境温度太高了	检查环境温度，冷却它
输出电压过高	反馈路径不通	检查节点4的电压
	电感坏了	检查电感，更换
电感过热	频率太高	检查节点2的频率
	电感坏了	检查电感，检查它的损耗，并和一个好的电感做比较
	整流器短路	检查整流器
芯片过热	频率太高	检查节点2的频率
	输出短路	检查V_{out}、I_{load}、I_{supply}
整流器过热	频率太高	检查节点2的频率
	二极管速度太慢	和好的二极管做比较
纹波很差	频率不好	检查节点2的频率
	电容坏了	检查R_s电容
	错误模式	检查波形

14.1.7 关于LM2575开关稳压器故障维修表的评注

尽管这只是一个看上去很容易的电路，仅有几个元件，你还是需要一个带插

*贴装在散热片No.V5-1上。
Q_1＝BD344
Q_2＝2N5023
L_1：将No.22线绕到FREEOXCUBE No.K300502环形磁心上大于等于40匝而制成。

图14-9 LM3524开关稳压器

183 槽的电路板在身边，因为电感是一个很难对付的元件。

表14-10 LM3524开关稳压器故障维修（简化表）

问题的现象	可能的原因	解决方法
某个东西过热了	频率太高	在节点7处测量频率
	D_1整流器很不好	检查D_1
	晶体管很差	检查晶体管
	电容不好	检查电容
	LM3524不好	检查LM3524
时钟频率不好	电容不好	在节点7检查电容
	电阻不好	在节点6检查电阻
环路稳定性不好	阻容稳压器不好	检查节点9的阻容特性
	C_6不好	换一个好的电容
	电感不好	检查L_1
限流不好	R_{sense}不好	在节点4、5检查R_{sense}
输出电压的容噪性不好	电阻不好	检查R_1、R_2、R_4、R_5
	基准电压不好	检查节点16、2、1的电压
晶体管过热	电阻不好	检查R_8、R_9、R_{10}
	电感不好	检查L_1
什么都不工作了	焊料短路	检查焊料是否短路
	某个东西坏了	检查所有的东西
不能驱动额定负载	晶体管坏了	检查Q_1、Q_2。换一个好的晶体管
	输入电压不好	用示波器检测输入电压
	3524坏了	研究所有的数据，换一个已知的好的元件

184

14.1.8 关于LM3524开关稳压器故障维修表的评注

很明显，如果这么复杂的电路发生了问题，你必须像设计这些电路的人那样聪明（或者要更聪明一些）。并且，你要记住正确的波形应该是什么样的，这样你才能找到错误和偏差。你还需要一些实验电路板，用来在它们的插槽中方便地测量可能损坏的元件。也许，在任何一个已知有故障的元部件里，会有很多不同的失效模式。如果你不得不维修很多这样的电路，当你做完以后你就会是一个很好的维修者。

记住，这个电路基于1989年美国国家半导体公司LM3524的数据手册中的图15，由于节点12和节点13的二极管接反了，所以这个电路不能工作。我在建立这个电路之前就已经注意到这个问题了。然后我建立了它们，它们工作了。所以，现在你知道为什么LM2575被称为“简单开关”了吧——原因就是将它和这些老式的电路相比较。

14.2 最后的杂项

我几乎忘记这一点了，不过，当你用这些实验电路板来测量电路和它们的元件时，你也许会需要一些极小的连接插头来连接二极管、三极管或小电容。你不能用那些尼龙的实验电路板，就像在第13章中提到的那样，因为那会使电容和电感的性能很差。你必须使用和在真实电路中用到的同样的基本电路板，之后再安装小的组件插槽，这些插槽可以使用0.018in的短线来连接，例如Amp[1]公司的50462型或是Interconnection Products[2]公司的450-2598-01-03-00型。

如果出去到商店购买这些元件插口很方便，你可以自己动手来做：买到一些细长的插槽片，一条25in，比如Digikey's Catalog[3]公司的No. A208和A209等。如果天线干扰不是太严重，只需要剪下一小段——在一行中你需要多少插槽都行。如果你需要小的电容和小的泄漏，仅需要用你的斜口钳剥去塑料，然后一个一个地使用这些小的插口。你也许并不想在整个电路板上都使用这种插口，因为它们有点脆弱，但是它们对于二极管、电阻、电容、三极管和其他一些带有细小引脚的元件而言，确实是很好的连接插头。如果你需要一个直径是0.040in的引线，Interconnection Products公司的450-3729-01-03-00是很合适的，而Amp公司的产品中与之相似的是645-508-1。重点是，你想尽量小地影响真实电路中的电容和电感，这样当你用好的元件来搭建电路时，它就会工作得很好。当你用坏的元件去替换时，那就很清楚是谁的责任了。

下面是一些在电路中最常出现的问题：

- 换电阻——位置安装错了；
- 电阻值不对——错误的码值；
- 二极管接反了；
- 电解电容接反了；
- 连线断了；
- 错误的连接（不该连时连了或是该连时没连）；
- 易碎的连接插头；
- 焊料短路；
- 没有焊牢或是虚焊；
- IC引脚接错了；
- 晶体管接反了；
- 测量工具或其他的测试仪器有问题。

如果你检查以上所列的问题，你就可能解决近一半的故障。而真正困难的故

185

1. AMP, P. O. Box 3608,Harrisburg, PA. 17105.(717)564-0100.
2. Interconnection Products Inc., 2601 South Garnsey, Santa Ana, CA 92797(714)540-9256.
3. Digikey, P. O. Box 677, Thief River Falls, Minnesota 56701-0677, (800)344-4539.

障就留在那里等你进一步去解决了。

14.3 态度决定一切

如果你把你要做的检修看做是一件很令人讨厌的工作，一个枯燥但是又不得不做的工作，那么我无法告诉你应该怎么去完成你的工作；但是如果你把这样的工作看成是一种游戏，那么你就有机会在工作中提出很多创造性的方法，也就有机会把它做得更好，并且更有乐趣。我的意思是，在工作中，如果我做完一项工作，但是并没有感到很开心，那一定是什么地方出问题了。是的，在夜里12：05的时候坐在这里写下这些文字是一件很有趣的事！如果不是，我早就会停下来去睡觉了。但是，不管是不是有趣，都结束了。

186



附录A　非标准引脚的数字IC

在1990年秋，我曾经在*EDN*杂志上发表了一个非标准引脚的数字集成电路的小列表，当时我说“请大家指出这个列表的任何不准确或者不完整的地方”，但是我从未收到过任何不满意见。

举个例子：DM7486、DM74S86、DM74LS86和MM74C386都具有相同的引脚。但是DM74L86和MM74C86的引脚却与上面那些芯片不太一样。L86上市后，其引脚与7486系列不匹配，于是生产了与L86引脚匹配的C86芯片。这样的器件基本上比较罕见也过时了，货源也比较单一，而且你可能一辈子也不会碰到一个，但是我出于完整性的考虑把它们列在这里。

下面就是完整的列表：

- 74H01
- 74L51，LS51
- 74H53
- 74L54，LS54，H54
- 74H55
- 74L71
- 74L78，LS78A
- 74L85，C85
- 74L86，C86
- 74L95，C95

读者也要注意到DM74107是脉冲触发型，而74LS107是边缘触发型，因此在某些情况下它们不完全能互相替代使用。从数字集成电路元器件数据手册的小字号的文字中也可以发现其他类似的情况。第10章有一些关于数字集成电路中存在不匹配情况的讨论。

附录B 非标准引脚的运算放大器

有段日子我给一个老前辈写信，向他解释新的IC运算放大器不仅仅只是像老的真空管那样易于操作，而且在很多方面都很容易。我开始解释说LM607对于失调电压而言易于使用和微调，LF335也是如此。二者每一个都很容易调整，但它们有不同的调整方案。LF356需要从引脚1和引脚5到$+V_s$的微调电位计，而LM607需要从引脚1到引脚8的微调电位计。进一步说，我想起某些人掌握了NSC的LF351微调引脚，这样你可以调整微调电位计沿一个方向来增加V_{os}，LF411具有通过另一种方式进行调整的微调引脚。这样若干年以后，我们开始把LF411标记为LF351，将其作为一项“改进”。哦，是的，许多客户对于改进可能都会很乐意，但也有一些客户会不高兴，因为我们颠倒了微调电路的增益。那我为什么还要花费时间来掌握非标准引脚的MM74C86，并且忽略了线性IC的问题呢？答案在这里。

首先，这个清单仅仅是用于8引脚封装的单个运算放大器，包括金属封装的和塑料封装的。其次，引脚2、引脚3和引脚6经常作为输入和输出。接下来，引脚4和引脚7常作为−和+电源。接着，第8个引脚（在两个微调引脚分配之后剩下的那个引脚）从来都不是标准化的，而且我甚至从没提到它。有些情况下，它试过比较引脚，有时它又有其他功能。这里不做评论。

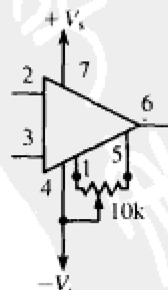
非标准引脚：

- ❑ LM709
- ❑ LM101, LM301
- ❑ LM107, LM307
- ❑ LM108, LM308
- ❑ LM118, LM318
- ❑ LM144, LM344
- ❑ LM10
- ❑ LH0024

（与其他相比，这些器件都是混杂并且非标准的，请参考各自的数据手册。）

（1）类型I—从引脚1和引脚5连接到$-V_s$的10kΩ电位计

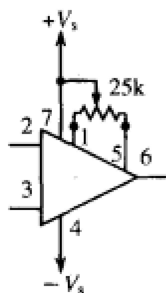
- ❑ LM741
- ❑ LF441
- ❑ LM143(100kΩ)
- ❑ LF451 (SO-8封装)
- ❑ LM776(100kΩ)
- ❑ LF13741
- ❑ LM4250(100kΩ)
- ❑ LH0022
- ❑ LF351
- ❑ LH0042
- ❑ LF411
- ❑ LH0052



图B-1 类型I：引脚1和引脚5微调至$-V_s$

(2) 类型II—从引脚1和引脚5连接到$+V_s$的25kΩ电位计

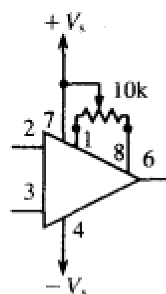
- ❑ LF156, LF356
- ❑ LF155, LF355
- ❑ LF157, LF357
- ❑ LF400 (10kΩ)



图B-2 类型II：引脚1和引脚5微调至$+V_s$

(3) 类型III—从引脚1和引脚8连接到$+V_s$的10kΩ电位计

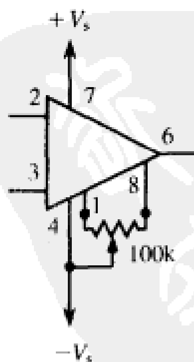
- ❑ LM11 (100kΩ)
- ❑ LM112 (100kΩ)
- ❑ LM607
- ❑ LM627
- ❑ LM637
- ❑ LM725
- ❑ OP-07 (20kΩ)



图B-3 类型III：引脚1和引脚8微调至$+V_s$

(4) 类型IV—从引脚1和引脚8连接到$-V_s$的100kΩ电位计

- ❑ LM6161, LM6361
- ❑ LM6162, LM6362
- ❑ LM6164, LM6364
- ❑ LM6165, LM6365



图B-4 类型IV：引脚1和引脚8微调至$-V_s$

189

现在，很显然在这里我仅仅只是罗列了NSC部分，也许有一天我们将会罗列这一领域的全部内容，但我没有时间这样做了。我将会给你们留下足够的空间让你们努力去完成（注意，我绝不会推荐你应该朝哪个方向调整电位计来增加V_{os}，这要由你自己决定）。

B.1 双放大器注意事项

据我所知，所有8引脚TO-99 封装双运算放大器（也叫做8引脚TO-5）或者8引脚mini-dip或者SO-8都有一样的引脚。比如：LM158、LM833、LM1558、LM6218、LF412、LF442、LF453、LMC662、LPC662，等等。据我所知，在这个领域没有什么特例——如果我错了，请告诉我（老的双LM747的10引脚封装，或者双LM709的14引脚封装，或者其他双重的多于8引脚的封装，它们都不算）。

B.2 四重放大器注意事项

在14引脚的DIP封装中所有的四重运算放大器都具有相同的引脚。除了LM4136!

标准放大器包括：LM124/LM324、LP324、LM349、LM837、LF347、LF444、LMC660、LPC660，等等。在这个领域基本没有特例（注意，例如LM339这样的四重比较器不像四重运算放大器那样具有相同的引脚，即便是电源也不一样。Quad Norton放大器（例如LM2900）也是非标准的）。

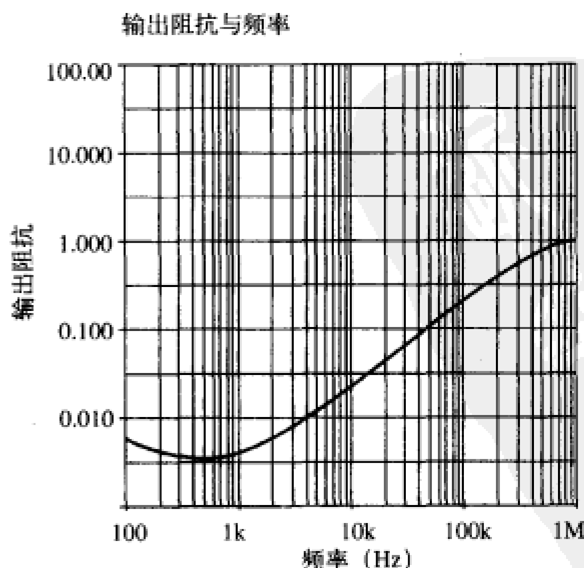
190



附录C 理解和减小三端调压器上的噪声电压[1]

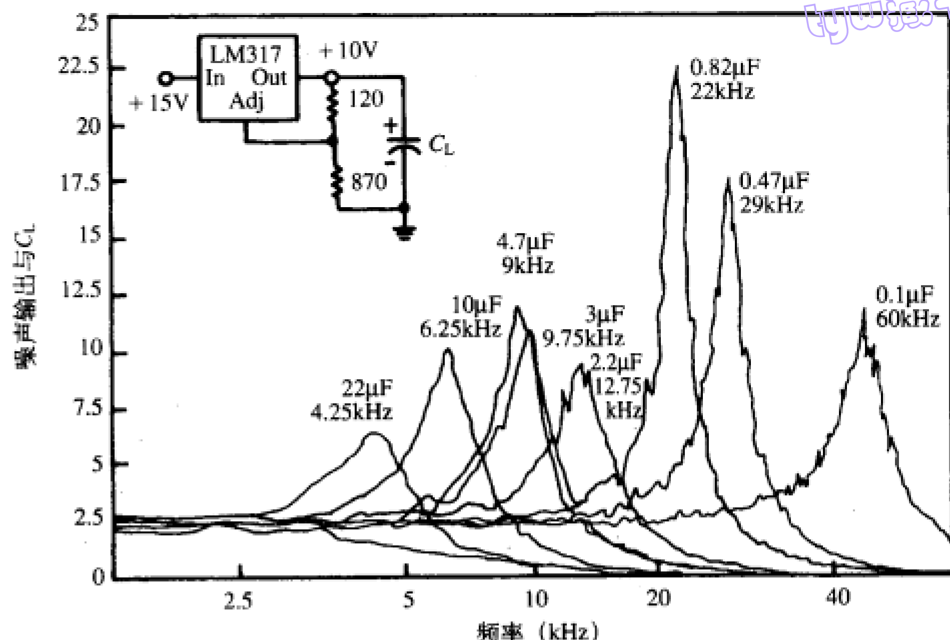
减小三端调压器上噪声的一般方法是简单地将电容器接在输出端和调压器的调整引脚之间。结果是，在大多数调压器上增加输出电容可以在一个比较宽的频率范围内减小噪声，但会在一个很窄的频率范围内增加噪声。因为在一个确定的频率范围内大多数三端调压器的输出阻抗是感性电抗的，可以猜想添加输出电容来改善噪声特性和瞬态响应也会有其他的影响。该附录中给出的例子将使用LM317可调调压器，但是这些数据可以按比例调整以适应其他各种三端调压器。

如图C-1所示，LM317的输出阻抗在1kHz~1MHz的频率范围内是感性的。这与长导线无关，但是它是理解运算放大器或调压器的增益被设计成每倍频下降6dB的另一个着眼点。对普通的IC调整电路使用者来说，这个条件通常并不会有太大的关系。然而，感性输出阻抗与输出电容耦合接地可能会造成在一个很窄的频率范围内的噪声峰值。噪声峰值点与调压器的感性输出阻抗和输出负载电容的谐振频率相符合。图C-2显示了LM317与不同电容负载搭配时典型的噪声峰值。噪声脉冲的频率范围不会高于100kHz或低于10kHz太多，因为加入的输出电容和调压器的感性输出阻抗存在欧姆损耗。这个频率，依照 $1/2\pi\sqrt{LC}$ ，是可预测的。



图C-1 $I_L=500mA$时LM317的输出阻抗与频率的关系

1. 本附录由美国国家半导体公司的高级技师Erroll H.Dietz编写。



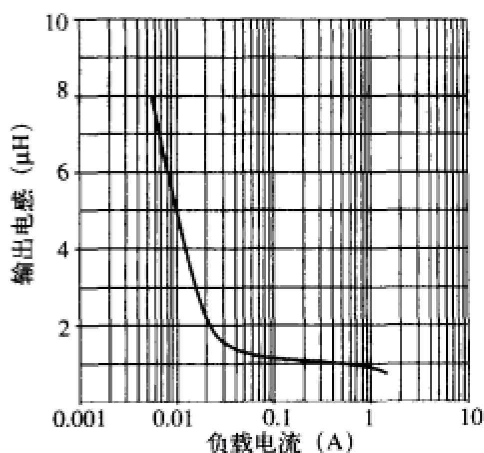
图C-2 由LM317和不同的电容负载产生的典型噪声

噪声脉冲的范围依谐振电路的Q值的不同而不同，主要由输出电容的串联电阻决定，与参考电压的增益成比例。例如，一个好的1μF聚丙烯电容，在30kHz时的等效串联电阻为20mΩ，它的噪声峰值是电容值相同、但是等效串联电阻为1~2Ω的钽电容的3倍。噪声峰值也会反射回调压器的输入端，比输出端低20dB左右。

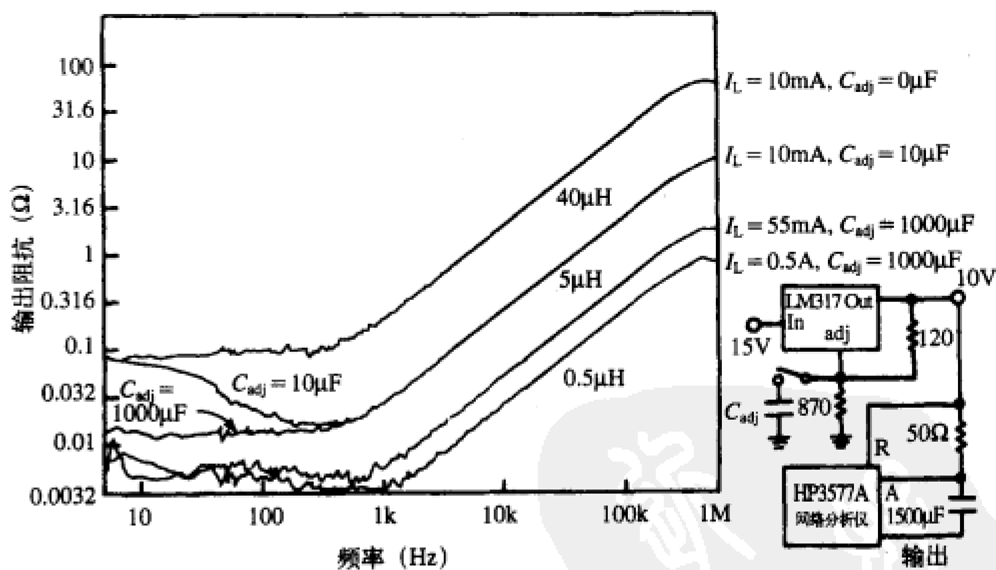
很少有人知道，三端调压器的输出阻抗可以随负载电流和可编程输出电压的不同而有很大的变化，因此使噪声峰值谐振频率有所不同。随着负载电流的增加，调压器输出晶体管的跨导也将增加。如图C-3所示，这又将使输出电感减小，直到限流电阻、焊线电阻和导线电阻成为输出端的主要电阻。这对于正或负调压器、可调节或固定调压器、大或小调压器都是成立的。在过去，总是假设Z_{out}与频率的比值是不变的曲线，但是它们是一系列随电流变化的不同的曲线（见图C-4）。

总的来说，三端调压器的使用者常用的典型输出旁路电容值可以在某些频率上提供理想的减小噪声的特性，但不是所有频率都适用。大多数情况下，几微伏的电源电压噪声峰值在5kHz或10kHz时不会造成任何问题。然而，如果使用的电路在某个频率上对电源额外的噪声十分敏感，使用者就可以很容易地挑选一个合适的输出旁路电容来改造调压器的电路，以便噪声峰值落在临界范围之外。在0.1μF~20μF之间的电容应该避免在低噪声应用中使用，尤其是等效串联电阻很低的那些电容。最有效的减小噪声的方法是可以通过在输出端放置一个50μF或更大的电解电容来实现，对可调调压器，还应该在调节端口放置一个至少1μF的电解电容。使用者也应该知道，负载电流或者输出电压的改变会使输出电感发生变化，因此电路必须从调压器需要工作的负载电流和输出电压的整个范围来进行评价。

192
193



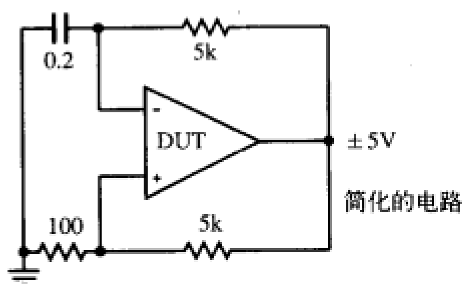
图C-3 LM317输出电感与负载的关系



图C-4 不同电流下输出阻抗与频率的关系

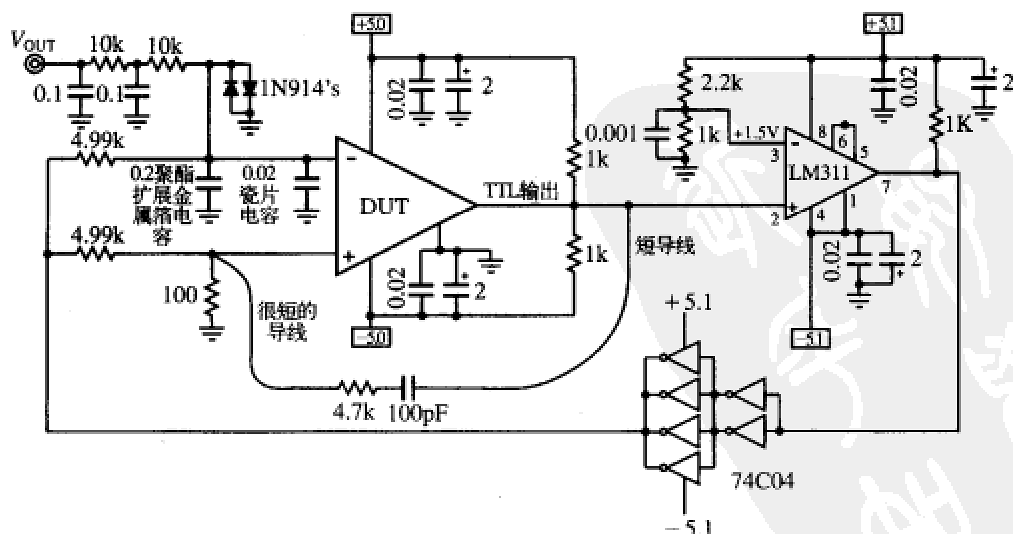
附录D　测量快速比较器的失调电压

正如第9章提到的那样，测量快速比较器的失调电压（V_{offset}）并不是一件很容易的事，但却是完全有可能的，只要你努力想想问题的各个方面。当输入电压接近零时，快速比较器都有振荡的趋势。这个困境的解决方法是强迫比较器在你定义的频率时振荡。基本的运算放大器构成的振荡器（见图D-1）就可以强迫振荡，但这并不是一个精确的电路，因为输出放大器没有定义好。



图D-1　自振荡测试电路的基本概念是相似的

实际上，快速比较器并没有很大的输出摆幅或者对称的摆幅，ECL的输出只是一个小输出，所以我们从LM311中增加一些增益（见图D-2）并且使用MM74C04的一部分来提供一个对称输出。电路在正输入DUT端有±10mV的波动，波形在比较器的负输入端被强迫向下跳变并且有四个在（$+10\text{mV}+V_{os}-V_{noise}$）和（$-10\text{mV}+V_{os}+V_{noise}$）之间。在需要的时候负输出端电压的平均值等于$V_{os}$。

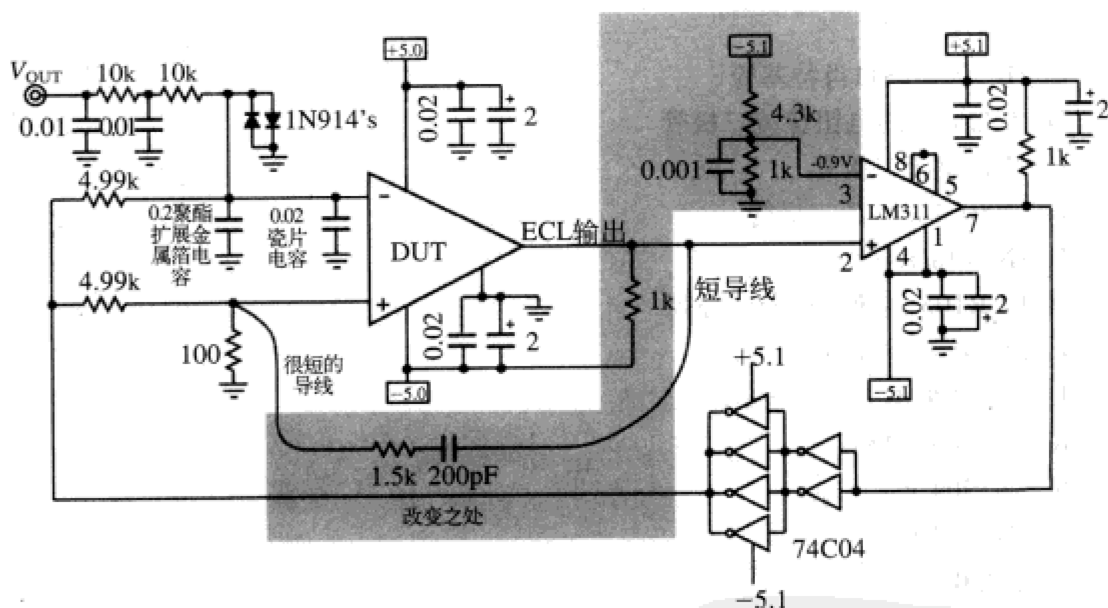


图D-2　实际上，这里需要精确的输出

如果LM311在某个方向有个不好的延迟，并且在其他方向有个更不好的延迟，则这个电路的失调电压并不是真实的，如果我们不包括一些快速的AC耦合迟滞，

每4.7kΩ/100pF网络中这种情况就会发生。只要它的输入超过了阈值及其快速输出响应，就无需等待更慢的LM311的响应，这强迫DUT转向并且结合其他的方法。正如第9章提到的那样，这个AC耦合迟滞无效了，并且对振荡器的精度也没有影响。

图D-3的电路是非常相似的，但适用于有一个ECL输出（比如说μA6685）的比较器。LM311的阈值已经被改变了，AC迟滞的数量通过改变阻抗来维持。振荡发生在0.4 MHz的频率上。尽管使用了快速电路和一个完备的版图，但没有发现杂散振荡。 194



图D-3 图D-2 中的电路是用于TTL型比较器的，对于ECL输出比较器，这个电路比较适合 195

附录E 不同种类二极管的V_F与I_F的关系

E.1 二极管列表

A. SR306肖特基整流二极管
B. 1N87G锗管
C. HP5082-2811肖特基管
D. 大的老式的电钮整流二极管
E. 3S14整流二极管
F. 1N4001硅整流二极管
G. 1N4148/1N914
H. HER103 高效率整流二极管
I. 1N645
J. FD300低漏电流二极管
K. LM194/LM394 V_{BE}
L. 2N3904 V_{BE}
M. 2N3904 V_{CB}
N. LM3046 V_{BE}
O. 4N28二极管，引脚1和引脚2
P. 红光LED
Q. 绿光、黄光或超亮红光LED

附注：

- FD200和FD600与1N4148曲线相似。
- 在K、L、N的曲线中，晶体管的集电极与基极短路。
- 所有数据在25℃测得。
- 为了得到精确的低水平数据，LED必须置于黑暗中。

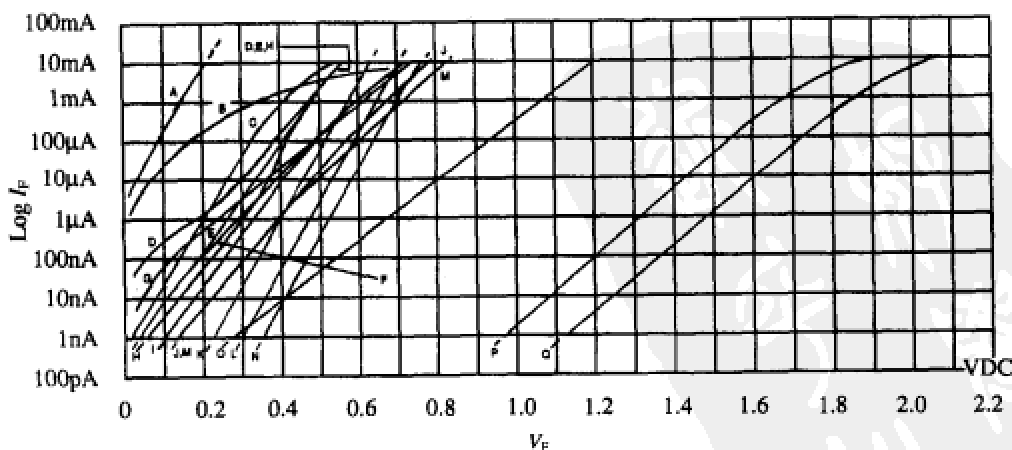
E.2 V_F与对数I_F半对数曲线的注释

- 注意所有二极管的斜率不同！我并不想给出这么多令人疑惑的曲线，但是生活的确令人疑惑……
- 1N4148的斜率大概为每十倍115mV，而某些肖特基二极管为每十倍65mV，

某些晶体管为每十倍60mV，其他种类的二极管则有中间的值。从没有人告诉过你这么大范围的不同的特性！

- 注意晶体管的V_{BE}都有相同的斜率，比二极管的更好（更陡）。然而，它们保持良好特性的最高值$V_{reverse}$只有6V。（LM394有内建基极－发射极钳位二极管，因此不能加反向偏压。）
- 注意2N3904的C-B结（曲线M）斜率较差——电导率比B-E结还差。因此它的V_F在比较高的电流流过时更高，但是在低电压时漏电流特性也较差。
- 注意红光LED在加上0.6V正向偏压时可能会有约1pA的小正向电流！但为了避免光电流，LED必须置于黑暗中。
- 注意，我开始时用波形记录器来测量某些V_F。稍后我意识到这些V_F的值不对——这些波形记录器根本没有好好校准。我立刻就不用这种方法了。然后我试图用一个电池驱动的数字电压表和二极管串联来测量V_F。我得出了很荒谬的结论——在100mV时，一个很好的晶体管的漏电流为30nA。当我画出曲线时，我意识到我差点犯了傻。图的价值在于你可以看到曲线的形状，如果形状是没有意义的，你就可以发现它。结果，数字电压表给二极管引入了足够大的交流电流噪声，使结果需要校正，电流值也是错误的（要记得，我曾经在第2章的最后警告过你）。当我把0.47μF的电容与二极管并联后，我得到了有效的数据。你应该意识到，你就像我一样，很容易得到无效的数据——比得到有效数据更加容易。你只需要多疑一些，停下来检查一下，确定并抛弃无效的数据，就可以得到有效的数据了。

196～197
198



图E-1 不同二极管的V_F与I_F的半对数图

附录F　如何从数据手册中获得正确的信息

并不是所有的数据手册都做得一样。不正确的假设可能浪费工程师的时间与金钱

新产品上市的时候，总是希望有一个与之配套的良好而清晰的数据手册。

数据手册可以告诉用户如何使用这个器件，需要注意哪些使用上的细节，以及一些典型的应用与特点。如果数据手册的作者做得足够好的话，使用者可以判断这个产品是否对他有价值，准确了解该产品对他是否有用，以及要如何做好保护措施以防止出现问题。

指标

数据手册中最重要的部分说明了产品可靠地提供了哪些性能与指标，并且这些指标是在哪些测试条件下得出的。如果理想的话，所有用户需要的条件都将被清楚地说明。如果这个产品与现有某些产品非常相似，用户就可以发现其数据手册的格式也将和其他产品的相类似。

但是如果这个产品有巨大的变化，或是有其他人从未见过的重大改进，作者将通过每个细节来说明这个意义。新词汇或新特点的定义有时甚至需要添加到附录中。

比如，当快速稳定运算放大器第一次被引入的时候，有些制造商把稳定时间定义为上升时间之后到最终进入误差带的时间差，而另一些制造商则把上升时间包括在稳定时间的定义中。由于两个商家各自对自己的定义都准确说明了，所以用户没有被迷惑或误导。

不过，用户还是要注意。在少数的情况下，数据手册的作者在玩指标的把戏，即把一些产品的缺点（对某些用户而言）在某种角度上说成是优势（可能在另一些情况下的确如此）。

保证值

当一个数据手册在细述一些可以保证的最小值时，这意味着什么呢？有一种假设是制造商的确对此细节做过测试，并且有很大把握不会存在没有通过测试而出现在市面上的产品。但是，这种假设并不一定总是真实的。

比如说，在运算放大器的早期（20年前），差模输入阻抗可能是保证在1MΩ——但是制造商显然没有实测过这个电阻值。当一个用户坚持“我想知道你们是如何测出这个电阻值的”时，制造商将会解释说：输入阻抗没有被直接测量，

但是测量了基极电流。由于I_b与Z_{in}之间的关系，使得可以用这个简单直流情况下的测量来取代相对麻烦、有噪声且难于诠释的测试。

在过去的20年中的每一年，制造商们都在解释，但是收效不一，他们并不直接测量Z_{in}，尽管他们可以保证它的值。

在另一些情况下，制造商可能会说明一个只能在晶片模具上进行的测试，但这种测试在被封装后由于信号不再可测而无法进行。为了不挫伤用户，有些制造商建立了两类保证：

- 测试条件限制是不会怀疑的，它在100%的时间与100%的器件中实际进行。
- 这种设计限制覆盖了间接的、隐含的测试，它不太可能导致高于千分之一的失效率。

为什么要做这两种区别呢？不光是用户需要知道到底是哪一种保证被测试所证实，还由于质量保证组坚持把已测试的指标与设计建议（或限制）相区分开，这样AQL（质量保证级别）就可以从千分之一提高到低于100ppm。

有些数据手册保证了一些非常昂贵而且难以测试的性能（比噪声还要难测试的），比如说长期漂移（20ppm或50ppm超过1000h）。

数据手册可能不会告诉读者这是否被测量过、测试过或是估计过。有的制造商可能做了100%的测试，而另一些制造商则会声称："通过抽样测试保证。"这不是一个令人舒服的产品优秀的保证，尤其一些重要的场合，只有长期的测试才能保证设备是否可以达到制造商的保证。如果有问题，请直接询问制造商。

典型值

在保证值的一旁，往往还有一栏叫"典型值"。

这可能意味着制造商曾经见过一个这样的产品，也可能意味着有半数的产品实际上要比这样的要好而还有半数不如。同样还有可能表示在5年前，相对于这个指标半好半不如。它可以清楚地表明一些产品比这略好，也有可能略差。总之，如果一个运算放大器的噪声非常接近理论极限，人们很难找到一个比它更好的了，但是人们总可以找到一些比它更差的。

如果所关心的指标是运算放大器的基极电流I_b，用户可能要面对相当大的变化范围。比如，如果说明的最大值为200nA，有一批可能只有40nA（高β值的），而一个月之后的另一批是140nA（低β值的）。 199

绝对最大额定值（见注11）

如果是在军事/航空的应用上，请联系美国国家半导体公司销售办公室/分销部门以得到相关的信息。

电源电压：+35～−0.2V

输出电压：+6～−1.0V

输出电流：10mA

直流电器特性（注1和注6）

参数	条件	LM34A			LM34CA			单位（最大）
		典型	测试极限（注4）	设计极限（注5）	典型	测试极限（注4）	设计极限（注5）	
精度（注7）	$T_A=+77°F$	±0.4	±1.0		±0.4	±1.0		°F
	$T_A=0°F$	±0.6			±0.6		±2.0	°F
	$T_A=T_{MAX}$	±0.8	±2.0		±0.8	±2.0		°F
	$T_A=T_{MIN}$	±0.8	±2.0		±0.8		±3.0	°F
非线性（注8）	$T_{MIN}\leqslant T_A\leqslant T_{MAX}$	**±0.35**		**±0.7**	**±0.30**		**±0.6**	°F
传感器增益（平均斜率）	$T_{MIN}\leqslant T_A\leqslant T_{MAX}$	**+10.0**	**+9.9**		**+10.0**		**+9.9**	mV/°F, min
			+10.1				**+10.1**	mV/°F, max
负载调整率（注3）	$T_A=\pm77°F$	±0.4	±1.0		±0.4	±1.0	**±3.0**	mV/mA
	$T_{MIN}\leqslant T_A\leqslant T_{MAX}$	**±0.5**		**±3.0**	**±0.5**			mV/mA
	$0\leqslant I_L\leqslant 1mA$							
电源电压调整率（注3）	$T_A=\pm77°F$	±0.01	±0.05		±0.01	±0.05		mV/V
	$5V\leqslant V_s\leqslant 30V$	**±0.02**		**±0.1**	**±0.02**		**±0.1**	mV/V
静态电流（注9）	$V_s=\pm5V,\ \pm77°F$	75	90		75	90		μA
	$V_s=\pm5V$	**131**		**160**	**116**		**139**	μA
	$V_s=\pm30V,\ \pm77°F$	76	92		76	92		μA
	$V_s=+30V$	**132**		**163**	**117**		**142**	μA
静态电流的变化（注3）	$4V\leqslant V_s\leqslant 30V,\ \pm77°F$	+0.5	2.0		0.5	2.0		μA
	$5V\leqslant V_s\leqslant 30V$	**+1.0**		**3.0**	**1.0**		**3.0**	μA
静态电流的温度系数		**+0.30**		**+0.5**	**+0.30**		**+0.5**	μA/°F
额定精度的最低温度	图1中的电路$I_L=0$	+3.0		+5.0	+3.0		+5.0	°F
长期稳定性	对于1000h有：$T_j=T_{MAX}$	±0.16			±0.16			°F

注1：除了特别说明，这些指标适用于：对LM34与LM34A，$-50°F<T_j<+300°F$，对LM34C与LM34CA，$-40°F<T_j<+230°F$，对LM34D,$+32°F<T_j<+212°F$。对图2中的电路，$V_s=+5V_{dc}$，$I_{LOAD}=50\mu A$，对LM34与LM34A而言，$V_s=+6V_{dc}$，$230°F<T_j<300°F$。这些指标在图1的电路中从+5°F到T_{MAX}都适用。

注2：TO-46封装的热电阻是792°F/W从结到四周，43°F/W从结到外壳。TO-92封装的热电阻则是324°F/W从结到四周。

注3：限制条件是在常结温度下使用低占空比的脉冲进行测试。由于热效应而导致的输出变化可以通过将内部功耗乘以热电阻得出。

注4：测试极限是可靠的。产品100%测过。

注5：设计限制在指定的温度与电压范围中是可靠的（但不是产品100%进行过测试）。这些指标将不能用来计算输出性能指标。

注6：用粗体表示的指标适用于所有的温度范围。

注7：精度被定义为输出电压与10mV/°F乘以在特定的电压、电流与温度条件下器件外壳温度（单位为°F）所得积的差。

注8：非线性被定义为在器件允许的温度范围内，输出电压－温度曲线与最佳近似曲线间的差别。

注9：静态电流用图1中的电路定义。

注10：请与厂商联系LM34CAZ的相关信息。

注11：绝对最大额定值指器件不被损坏的正常工作范围。其交流特性和直流特性在超出这个范围时，以上的指标将不再适用（参见注1）。

存储温度：

TO-46 封装：−76 °F~+356°F

TO-92 封装：−76 °F~+300°F

导线温度（低温焊接，4s）*：

TO-46封装：+300°C

TO-92封装：+260°C

特别型号工作区间范围（注2）：

	T_{MIN}~T_{MAX}
LM34, LM34A：	−50°F ~+300°F
LM34C, LM34CA：	−40°F ~+230°F
LM34D：	+32°F ~+212°F

逐点详述

让我们更仔细地来看一下美国国家半导体公司LM34的数据手册吧，它是一个温度传感器。

注1说明了给出性能指标时的正常测试条件与测试电路。一些附加的测试条件则在“条件”中列了出来。注1使得混乱变小。

注2给出了热电阻（也可以通过图或表显示出来）。

注3警告说输出阻抗的测试如果用长脉冲测试，将会导致严重的自发热，从而发生错误。

注6想说明哪些指标对所有的温度都适用。

注7定义了“精度”指标，注8则定义了非线性。注9说明了静态电流是在什么测试电路中定义的。注10说明了有一个型号在数据手册印制之时还没有数据。注11定义了绝对最大额定值。

❑ 注：“4s”焊接时间是一个对塑料封装而言的新标准。

❑ 注：注11的用词是修改过的，这是我们能想出来的最好的了。今后的数据手册都将采用这个词语。

应用

对数据手册而言还有一个重要的部分就是应用了。它说明了新的和传统的使用某种产品的办法。有时这些应用就是一些小主意，但可以激发读者的想像。通过读一系列的应用，人们可以发现其他更有价值的用法。有的应用可能没有实际的兴趣或用处。

在另外一些情况下，应用电路可能是对整个系统的完整定义，它可以是定义、测试和保证等限制指标的测试电路。但也有一些情况，典型应用电路的性能并不能被保证，它只是一个典型而已。在多数的情况下，性能可能依赖于外部器件及其精度与匹配性。有些制造商会在它们的手册中加入一些这样的语句：

"本文献中所有电路的应用仅作示例使用，制造商不表示也不保证这种应用不加进一步测试与修改将会适合任何的实际场合。"

将来，制造商们将更有必要把类似这样的声明写入数据手册，从而不会使用户产生不必要的失望：这些电路在大多数的情况下总能工作得很好，但是并不总能保证其性能。

应用部分同时还是一个用户收集特殊情况与突发问题的地方，这包括了潜在的缺陷或那些其他并不能被忽视的小问题：用户总是会探求产品是否确实具备所述的良好性能。

例如，如果一个缓冲器可以驱动重负载并且空载时可以处理快速信号，如果它不说明在高负载时会出现巨大的失真，制造商就没有提供任何帮助。

另外一个例子是LF156系列的应用提示："在任何一个输入端中超过负向共模输入限制将会导致输出相位的颠倒，从而导致放大器的输出达到相应的高状态或者低状态。同时在两个输入端输入超过负向共模输入限制将会使输出达到高状态。不论在哪种情况下，都不会出现锁存。"

这才是一个数据手册的编写者应该写的东西，因为这些没有人能猜出来。

有时，作者把模棱两可的话写进特性曲线。其实用一些文字来引起注意是更明智的。这是因为与其让使用者从开始的时候悲伤，还不如在开始之前就让他如此。相反，如果一个使用者要用多于10min的时间使用一个产品，他则至少要花多于5min的时间来读整个数据手册。

模棱两可的话

数据手册上还有哪里可能出现模棱两可的话呢？有时，首页上标有"高级"或"初级"的字样。然后在末页，模棱两可的话往往有："这个数据手册包括了一些基本的限制与设计的细节。补充性的信息还将在今后的时间出版。制造商保留对这个文献中的产品做出修改的权利，以便改进设计、提高性能来提供尽可能最好的产品。我们对使用我们所描述的电路不负任何责任，不表示任何专利或其他的权利，也不表示这些电路一定没有专利侵权的情况存在。"

实际上，一旦一个产品的初步版本上市，工程师们当然喜欢在细节与特点上对其做出小的修改与升级，而不是使性能指标变坏——虽然偶而这也是必要的。

另一个模棱两可的东西常常是制造商们的电话号码。通常，最好是去询问本地销售代理或专业领域的工程师，因为他们知道问题的答案，并且他们也是将此类问题转达给工厂中适当的人的最好人选。

有时候，工厂的应用工程师掌握了所有的信息。另外一些时候，他们需要请产品工程师、测试工程师甚至销售人员。有时答案并不能马上给出——需要收集数据、确定观点或者制定措施，这些都是制造商要回答问题所要做的。不过，电话号码仍旧是请工厂来帮忙的主要办法。

数据手册的来源

当然，从历史上来说，大部分某一类型的数据手册都是紧密联系它们的前一版本或先前系列产品的手册，总是拷贝第一个数据手册来制作新的。

这正是UA709（第一个单片集成运算放大器）以及相关拷贝，甚至其他类型的类似电路中所发生的情况。

201

即便是在今天，人们仍在试图从过去的好东西中学习从而构造新的，必要时再添加一些新的改进。但是，真正意义上的改进其实是很重要的，而不仅是为了改变而改变。

因而，虽然难以做出一种格式，或加入所有的信息以满足每一个人的需求，但是现在的数据手册仍旧在不断地寻找新的特性、应用思想、指标以及用户帮助。并且，如果用户对误导性内容与欠缺资料的抱怨大到一定程度，那么他们将会促进对数据手册的改进。这的确是当今数据手册改进的一个主要原因：基于用户的请求。

谁真正在写数据手册呢？有时候是市场销售人员编写，而技术人员负责检查。而在其他的公司可能是工程师们编写，而市场销售人员和其他的工程师们检查。有些时候，可能会有一个委员从事这项工作。任何上述的办法都不能说是不对的。

比如说，一种办法可能是：产品的原始设计者在设计产品的同时就开始着手写数据手册。其实是这么一个概念：如果设计者在设计过程中无从找到那些可以成为将来数据手册中好题材的东西（好的应用、方便的用户特征、良好的测试性能），那么这个产品可能就不是一个好产品——至少在没有找到那些好的题材之前可能是这样。如此，收集那些可能成为数据手册中好题材的过程就成了设计产品的一个不可或缺的部分。当然，如何将这些好题材组合起来将是下一步的艺术了。

编写数据手册的时机

一个新产品诞生了。应用工程师开始调试它的应用电路，测试工程师则开始检查产品检测仪器。

但是，用户们如何检查一个新产品呢？他们需要有数据手册——但此时数据手册还在书写过程中。每周，当数据手册的编写者在不厌其烦地修改润色即将出炉的数据手册时，其他的工程师们就在报告“这些细节要求与条件需要被修改”以及“这个应用并没有像我们当初想像的那样工作，我们几周之后就要投入实用了”。而市场销售人员则在督促数据手册赶快定稿以使它们可以与测试样本同步发行数据手册。

这种尴尬的局面就可以解释为什么数据手册看起来总像是在极其匆忙的条件下拼凑而成的，为什么它们会有这么多不准确的细节说明。用户们需要理解当时

相互冲突的要求：让一个数据手册"越完整越好"、"越准确越好"和"越快越好"是不可兼得的。

读者应当如此去询问制造商：有其他的选择吗？提出错误的问题可能会导致误解，而对制造商发火则是对谁都没有好处的事情。

202

附录G 更多关于SPICE的内容

最近我参加了在新奥尔良州举办的IEEE电路与系统国际会议。来自卡耐基－梅隆大学的Ron Rohrer教授作为主题发言人详细地发表了许多关于工程师教育的观点。但是他说的最让我震惊的一句话是“在SPICE时代，再也没有人在信封背面设计电路了”。年轻的（或者说是懒惰的）工程师们越来越不能脱离计算机或者高级的计算器来设计电路了。SPICE已经成为一种让我气恼的玩意，我今天就要对它好好批评一下。

我曾经工作过的George A. Philbrick Researches公司的格言是“模拟的关键是模型”。那时我们销售模拟计算机，尽管当时这个产业正逐渐缩水而运算放大器芯片的市场正逐渐扩大。但是我们坚持自己的路线，认为模拟计算机的产业很有意义，而且它至今仍然如此，尽管它在电子市场中占的比重非常小。在很多情况下模拟计算机可以发挥作用，这个我会在后面说明。

但是，SPICE现在的确是一种非常流行且强大的工具，几乎每个人都觉得它能在某方面发挥作用。我记得原来的老板Tim Isbell曾经向我演示如何使用它，然后我们花费了半天的时间去研究它，因为当我们给一个二极管加上72V的正向电压之后没有电流通过二极管。在这里我就强调一下SPICE的几个基本问题。

最大的问题在于，虽然很久以前SPICE可信的理由就被击碎了，人们还是相信SPICE的结果，正如他们相信计算机那样。当有些人坚信SPICE给他们的答案是绝对正确的时候，我们曾经争吵到要动手的程度。相反，平常我都尽量避免使用SPICE，除非我能在其上运行一个校准程序作为完备检查，才会得到一个能够说得通的答案。

这和很早以前计算尺的情况一样：在不能大概确定答案之前你是不能轻易使用计算尺的。这不像计算器，因为计算器能够给你提供小数点的位置，而使用计算尺时你必须自己确定小数点的位置。换句话说，在使用计算尺或者模拟计算机之前你必须已经是一个很好的工程师了。

但是使用SPICE的人经常被那些荒谬的结果所愚弄，所以我认为不应该完全相信计算机。你会经常发现计算机告诉你的结果是错的，也许因为数据输入错误，或者是因为一个重大的错误。但是不要认为我推荐你使用模拟计算机或者面包板而不是SPICE是因为前两者不会出错。SPICE会出错，模拟计算机不会？千万不要这么说，模拟计算机也会出错，面包板也是如此，但是我倾向于它们是因为它们更能深入且准确地反映真实的情况。那么如果能找出它们的错误，你就可以轻易

地避免其他的困难。这么说似乎有些抽象。

我对SPICE反感的一个原因是它绝大部分是在1973年由一群研究生设计的（Laurence Nagel以及加州大学伯克利分校的其他人）。假如现在你发现了SPICE自身的一个错误、误差、故障、瑕疵或者缺陷，你还能找到它的设计者去修改吗？几乎不可能。SPICE软件没有可维护性。虽然有些人自称在“维护”SPICE，但是在我看来却不是这样。

我对SPICE最大的不满是它缺乏收敛性。即使你不使用FET，普通的SPICE 2G6也存在各种各样的毛病（我发现FET使得收敛性更加恶化）。比方说，有一次我仿真一个包括33个三极管的中等大小的电路，但是结果的收敛效果不明显。之后有一天，这个电路突然收敛很迅速。结果也非常完美。我很吃惊，想去找到事情的原因。我尝试着将上次出现问题之后自己做的所有改动重新做一次。结果发现有一个没有用的电阻和电容，它们一端接在一个没有其他连接的点上，另一端接地。开始，电阻和电容被一个星号标出。但是我删除了那个星号，于是没用的电阻和电容就成为电路的一部分，于是电路收敛效果就变好了。当我把电路和电容删了之后，收敛效果依旧很差。

这让我认识到两件事情：第一是电路的收敛性比我们想像中的要脆弱，第二是我们可以随机地向电路里加一些电阻，说不定这能带来更好的收敛性。换句话说，当你的电路的收敛性很差的时候，可以让计算机用一个程序随机向电路内加一些电阻看看效果，这也是一种“自动收敛”的策略。我们现在一直在研究这个，这有可能是一个有效的手段。当你听说一个电路的收敛性会因为其节点的名字或者编号而改善或者恶化的事实之后，我们的想法你就不会觉得奇怪了。如果你交换了两个节点的编号，结果或者变好了或者变坏了，这个事实不让你吃惊吗？至少会对SPICE产生怀疑吧？

我发现SPICE的另一个严重问题出现在使用三角波对晶体管集电极进行简单瞬态分析时。我让V_C从+5V~+15V来回线性变化，进行了几次仿真。再加入了一些更复杂的因素之后，我想看看这个周期为10kHz三角波的电路前202μs的结果。也就是说，我想看看经过三角波两个周期之后，在$t=201\mu s$时集电极电流（$I=C\times dV/dt$）的大小。我将结果画出来之后发现它实在说不通。研究了整个电路之后，再使用我所能想到的全部故障诊断技术，仍然得到说不通的结果。通过1pF的C_{bc}的电流为5μA，而不是0.2μA。这怎么可能呢？

过了几个小时后，我决定看看输入的波形是什么。我让波形以50μs的速率来回从5V变到15V，这样我对其就有比较大的把握了。但是我观察到在$t=201\mu s$的时刻，dV/dt瞬间从0.2V/μs变为5V/μs。好像是因为我让PLOT模式停止在202μs，瞬时波形发生器就会在200μs至202μs从5V变为15V，而不是在本来的200μs至250μs间隔内。在我毫不知情也出乎意料的情况下，dV/dt增加为原来的25倍。根

204

据我自己对SPICE的了解以及我朋友们的了解，都不可能得到这样的结果。事实上，SPICE好像在鼓励你随时查看一下波形，它还提供了一种“非常方便扩展刻度的示波器”，这样dV/dt突然发生的跳变也不怎么值得惊奇了。

于是我立即给在美国国家半导体公司的所有同事发信，对这种潜在的危险发出警告；现在我也在这里对所有的朋友发出警告。的确存在很多理由使得我一点也不喜欢SPICE。它愚弄我和我的同事们太多次了。

我的雇主指出并不是所有的SPICE都有这样的收敛性问题，或者计算错误，或者出现虚假信号。这也许是正确的。如果对W-SPICE或者J-SPICE了如指掌的人向我保证他的SPICE决不会出这样的错误，我决不会有任何意见。但是千万不要误解我，并不是我讨厌数字计算机，而是它们讨厌我，我鄙视它们而已。

前几天我曾站在雨中和一个东海岸来的设计师讨论。他说自己公司的其他工程师都嘲笑他，因为其他人都信任SPICE而他只依赖于自己搭建的线路板。曾经出现了一个故障，这位设计师的电路一次就调通了，但是其他人却没调通。让事情变得更加难堪的是，他的老板命令时间空闲的他帮助同事们调通电路。我觉得这件事情听起来不错，至少让他的老板记住了是谁调通了电路，是谁帮助别人来排错的。

这个设计师也给了我一个小建议：在SPICE里面千万不要用50Ω的电阻，要用50.1Ω的。这能使得结果收敛得更好，这还真诡异。

现在我又在和一个SPICE仿真电路打交道——这不是一个新电路，只是一个以前的电路：我们在1977年投入生产的LM331芯片的带隙参考。真庆幸我们在SPICE出现之前就将它投入了生产，因为如果我们以前进行SPICE仿真，肯定会对结果非常失望。SPICE认为这个电路的温度系数不稳定，会剧烈振荡。我重新检查了一遍实际的晶体硅电路，它运行得非常稳定，温度系数也很低，……它没有振荡的趋势，也从不会发生振荡。那么为什么SPICE总是对我撒谎呢？难道它不知道因为它向带隙之王撒谎，我要对它进行反击？我身边的SPICE和CAD专家对我说：“你一定是模型使用不当。”当我正确而专家们完全错了的时候，他们也这么说。(一个FET加上两个电阻后怎么可能在400kHz振荡呢？）这个问题等会儿再细说。

读者们经常向我咨询：“运算放大器的新模型效果怎么样？它们会不会开创线性电路的设计新方向？”我告诉他们这些年来一些关于运算放大器旧的宏模型一直存在很严重问题的例子。

有位顾客曾经打电话问我：“LM108的最大直流电压增益是多大？”我回答说：“最小40 000，大部分从300 000变化到500 000，有一些甚至可以到三四百万。”这位顾客悲观地说：“这真糟糕……”当我询问他原因时，他解释当增益很高时，增益带宽也会随之增高到几十或几百兆赫，那么就不可能得到一个稳定的回路了。

我只有慢慢地解释说直流增益与其带宽之间不像GBW积和其带宽之间那样存

在一定的关系。那位顾客就说："我曾经在一本书中看到说它们之间存在关系，因为第一极点是常数。"我只有劝他把那本书给扔了，或者至少不看那几页，因为第一极点并不是一个固定的频率。

205 现在许多生产运算放大器的公司向顾客免费提供产品的SPICE模型。我怎么看这些模型呢？在某种意义下，我认为这些模型相当不错，在某些情况下，它们也非常稳定（虽然有时会和实际中的运算放大器一样发生振荡），而且与实际中的运算放大器及其反馈电阻一样精确。也许几年之后低速运算放大器会变可靠，但是我绝不相信高速运算放大器会给你正确的结果。为什么呢？PCB存在错误。

此外，你问过这些模型的制作者它们究竟有多稳定？这些模型能保证和实际结果一样吗，就是说如果SPICE给出了很好的结果就能够保证实际中运算放大器可以正常工作吗？绝不是这样的。事实上就如我所知，这些运算放大器的模型不能给出任何保证。它们可以"保证"让那些想要SPICE模型的顾客们满意，它们可以"保证"让那些顾客们忙乎上好一阵子。但是它们不能"保证"让顾客们永远满意。因为高速运算放大器的性能和电路精度严格取决于版图，即电阻和电容，然后模型本身实际上不起作用。

恐怕有些人会问："Pease怎么会这样说？"

这很简单，我从来没有用过任何运算放大器的模型。即使我曾经用过，我也不能"保证"它们的正确性。我最多只能说："如果你是一位优秀的工程师，想使用这些模型来进行那些在面包板上不方便实现的实验，那你可能会认为这些模型的用处很大，只要你之后仍然在面包板上验证这个电路。比方说，你要通过SPICE去'测量'某个非常小或者说微弱的电压或电流，在现实中不可能通过探针、缓冲探针或电流探针去测量它。但是如果你仅仅依赖这个模型的结果，而不使用面包板，出了问题之后你千万不要说我没有提醒过你。"

我把这些告诉Amplifier Marketing公司的Bettina Briz，她说："Bob，你这样说不对。"我回答道："那你说说我说的哪句话不对，我一定改正。"她承认我的观点或许是相对正确的。于是我说："那为什么要无视事实而一味地相信计算机呢？这对我们的客户不是不负责吗？"Bettina回答说："当我们有了模型，我们就可以去培训客户，我们可以告诉他们什么时候该相信模型，什么时候不该相信模型。这样我们的意见还存在分歧吗？"我和她最后还是达成了一致。

如今Analogy公司（Beaverton，Oregon 97075）[1]发布了一小部分运算放大器模型库。它们只是一级模型（低精度），虽然高精度（二级）模型的研究有一些进展，但是它们还没有发布。这些其实是"行为模型"而不是SPICE模型，而且相比于SPICE模型它们具有更大的优势。这些模型可以设定与芯片数据手册规定对应的

1. 地址是Analogy Inc., P.O. Box 1669, Beaverton, Oregon 97075, (503)626-9700。

最小值/典型值/最大值。如果正确使用，它们能成为有用的工具——当然必须在前面几段提出的前提之下。这些模型不是免费的并且并不便宜，但是我认为物有所值。当然它们也得不到保证。

认真地说，哪儿有能够保证在任何情况下都正常工作的晶体管模型么？无论是通过请求或者偷窃，还是借或者买这些手段，你还是得不到一个被保证的晶体管[1]、电容或者电阻的模型。

206

但是我能负责任地说你购买或制作的每个运算放大器都具有某方面不能被计算机模型仿真的特征。如果你恰好要使用或者忽略那种特征，没过多久你肯定会遇上大麻烦。

我也能负责任地说如果你仅仅做了一块工作正常的面包板，你也不能将这样的电路投入生产而且一连生产出1000个电路，并且都能正常工作。除非你是一位机灵的工程师，"正确地"设计了电路，做了最坏情况下的打算而且对频率响应有很大把握，等等。市场上任何一个运算放大器芯片都是这样生产出来的，这并不新鲜。

最近我参加了在明思阿波利斯举行的IEEE二极管电路和技术会议的一个晚会。一些销售CAD工具的公司分析了一个12bit A/D转换器电路的工作。即使那些准备时间最少的公司也很好地演示了宏模型作为一种减少运算量的分析手段的可行性和有效性，这也是研究的主旨所在。但是即使准备时间最多的公司也没有认识到（或者是没有指出）参考源和比较器中的大噪声，这样如果不使用比没有考虑噪声情况下更低的运算速率你是不可能得到12bit的精度的。

如果一位优秀的A/D转换器设计者要用这些CAD工具，而且能够找到噪声的起因，知道在哪儿加入导引电感或衬底电容，那么他很有可能设计出更好的A/D转换器。但是如果他完全相信计算机的结果，那他肯定会被愚弄。

一次有位顾客打电话来问我在他的电路里如何让我设计的LM108芯片停止振荡。他解释说这是一个仿真的LM108芯片。其中有一些反馈电阻、开关和滤波器。我问他是否用一个面包板测试过，他说测试过并且在面包板上电路不会振荡。于是我说："如果你各搭了一个面包板和计算机仿真电路，实际中的面包板振荡了，但是仿真结果没有振荡，你会不会打电话去投诉计算机呢？"他不说话了，思考了好一会儿之后说"我以后再打过来"就挂线了。之后他再也没有打电话给我。如果你是他，你又能做什么呢？

207

1. 如果想得到CMOS晶体管的规格模型信息，请向James Smith咨询，他的联系方式是Semiconductor Physics公司，639 Meadow Grove Place, Escondido. California, 92027-4236 (619)741-3360。

索　引

索引中的页码为英文原书页码，与本书页边标注的页码一致。

A

B

C

D

E

F

G

H

I

M

N

O

P

S

U

V

W

Y

X

Z

Troubleshooting Analog Circuits

模拟电路故障诊断

模拟故障诊断曾长期被认为是一种只可意会不可言传的魔术，如果你不懂，没关系，模拟电路设计界的传奇人物Robert A. Pease会教你！

本书介绍了作者关于模拟电路的哲理性的观点和认识，给出了常用的简易测试设备制作和使用方法，讲述了各种设备和元器件的特性和优缺点，并从真实电路出发引导读者逐步了解模拟电路检修的过程和方法。

本书是大师以简洁、幽默的笔触记录的经验之谈；是印制板电路故障诊断方面备受推崇的经典书籍。无论是模拟电路工程师，还是数字电路工程师，无论是经验丰富者还是初学者，都可以从中获得帮助。

Robert A. Pease 是模拟电路设计领域的世界级权威。他1961年毕业于MIT，自1976年起一直在美国国家半导体公司（National Semiconductor），现任资深科学家。他长期为*EDN*和*Electronic Design*等顶级的行业杂志撰写生动的专业文章，深受读者爱戴。美国国家半导体公司为他专门开设了个人网站：www.national.com/rap。



本书译自原版*Troubleshooting Analog Circuits*，并由Elsevier授权出版



本书相关信息请访问：**图灵网站** http://www.turingbook.com
读者/作者热线：(010) 88593802
反馈/投稿/推荐信箱：contact@turingbook.com

分类建议 电子电气/模拟电路

人民邮电出版社网址 www.ptpress.com.cn



ISBN 978-7-115-16244-1
9 787115 162441 >
ISBN 978-7-115-16244-1/TN
定价：39.00 元